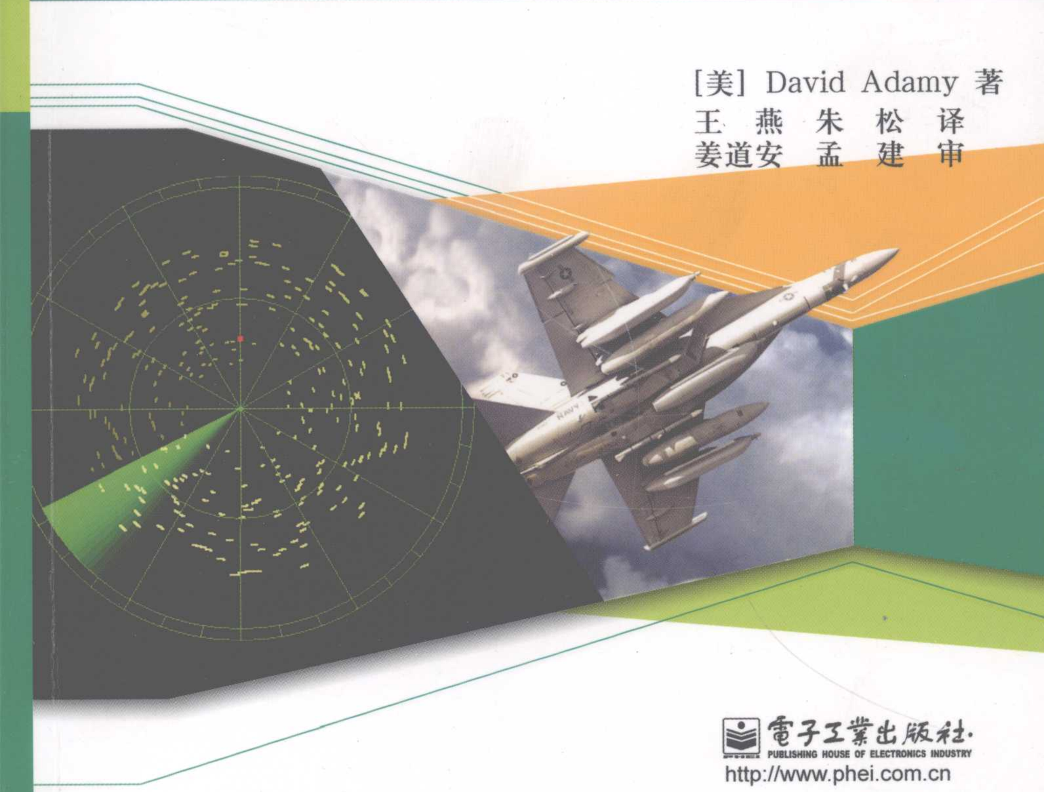
EW101:A First Course in Electronic Warfare

EW101

电子战基础



[美] David Adamy 著

王 燕 朱 松 译

姜道安 孟 建 审

電子工業出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

http://www.phei.com.cn




ISBN 978-7-121-08194-1





责任编辑：竺南直
责任美编：李　雯

定价：　25.00　元

EW101:电子战基础

EW101: A First Course in Electronic Warfare

[美] David Adamy 著
王 燕 朱 松 译
姜道安 孟 建 审

電子工業出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京 • BEIJING

图书在版编目（CIP）数据

EW101：电子战基础 /（美）阿达米（Adamy, D.）著；王燕，朱松译.
北京：电子工业出版社，2009.2
书名原文：EW101：A First Course in Electronic Warfare
ISBN 978-7-121-08194-1

Ⅰ.E…　Ⅱ.①阿…　②王…　③朱…　Ⅲ.电子战　Ⅳ.E919

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2009）第 011292 号

责任编辑：竺南直　　文字编辑：侯丽平
印　　刷：北京天宇星印刷厂
装　　订：涿州市桃园装订有限公司
出版发行：电子工业出版社
　　　　　北京市海淀区万寿路 173 信箱　邮编　100036
开　　本：850×1 168　1/32　印张：9.75　字数：280 千字
印　　次：2009 年 2 月第 1 次印刷
印　　数：4 000 册　　定价：25.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及邮购电话：（010）88254888。

质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线：（010）88258888。

译 者 序

电子战是指使用电磁能和定向能控制电磁频谱或攻击敌军的任何军事行动，它包含电子战支援、电子攻击和电子防护三大部分。电子战的作战对象包括雷达、通信、光电、引信、导航、敌我识别、计算机、指挥与控制以及武器制导等所有利用电磁频谱的电子设备，其作战目的是从整体上瘫痪敌信息系统和武器控制与制导系统，进而降低或削弱敌方战斗力并确保己方电子装备正常工作，增强己方战斗力。

在现代高技术战争中，电子战已经发展成为一种独立的作战方式，是不对称战争环境中具有信息威慑能力的主战武器和作战力量之一。局部战争的实践表明，电子战是现代战争的序幕与先导，并贯穿于战争的全过程，进而决定战争的进程和结局。随着军事信息技术广泛应用于现代战争的各个领域，电子战作为现代信息化战争的主要作战样式之一，其范围将更广、规模更大、强度更高、进程更加激烈。电子战必将成为未来信息战场的核心和支柱，成为掌握信息控制权、赢得战场主动权和获取战争制胜权的关键。

随着科学技术的进步和世界各国对电子战的投入不断增大，电子战技术正以史无前例的速度向前发展，新技术和新装备不断涌现，性能水平持续提高，从而促使电子战的作战领域和作战方式不断变化，电子战装备的能力也在发生着革命性的变化。

David.Adamy 是一位国际知名的电子战专家，曾在 2001 年担任过美国“老乌鸦协会”主席，现为该协会董事会成员。他在电子战及其相关领域出版了十多本专著，并在世界范围内讲授电子战相关课程、向军方和电子战公司提供咨询服务。《电子战基础》

（EW101）和《电子战进阶》（EW102）是他多年来为“老乌鸦协会”会刊《电子防御杂志》撰写的电子战讲座专栏经重新修订、补充编写而成的电子战技术专著。

《电子战基础》（EW101）共包含十一章内容，第1章：概述；第2章：基本的数学公式，包括dB、链路方程和球面三角形；第3章：天线，包括类型、定义和参数折衷；第4章：接收机，包括类型、定义、应用和灵敏度计算；第5章：电子战处理，包括信号识别、控制机理和操作员界面；第6章：搜索，包括搜索技术、限制和折衷；第7章：低截获概率信号，主要针对低截获概率通信信号；第8章：辐射源定位，即电子战系统采用的辐射源通用定位技术；第9章：干扰，包括概念、定义、限制和方程；第10章：雷达诱饵，包括有源、无源以及正确的计算；第11章：仿真，即用于概念评估、训练和系统测试的仿真技术。

本书从最基础的数学公式开始，全面讲述了电子战所涉及的各种基础技术。全书由浅入深，图文并茂，是电子战专业的技术人员和高校师生的实用参考资料。

本书由信息综合控制国家重点实验室王燕、朱松翻译，姜道安、孟建审校，全书的翻译出版得到了中国电子科技集团公司第二十九研究所毛嘉艺所长的大力支持，在此表示衷心感谢。

由于译者水平有限，译著中肯定会存在不少错误，敬请广大读者批评指正！

译　者

原 著 前 言

多年来，EW101 始终是美国老乌鸦协会会刊《电子防御杂志》（Journal of Electronic Defense，JED）一个广受欢迎的专栏。在每月一期的《电子防御杂志》中，EW101 栏目讨论了电子战（EW）的各个方面。没有人真正了解这个专栏深受欢迎的原因，但勿庸置疑的是它对很多人都是有帮助的。本书汇集了 EW101 系列专栏中前 60 期的文章，将其编辑成章，同时增加了一些资料以保证内容的连贯性。

本书主要针对的读者是：刚进入电子战领域的从业人员、专家，以及与电子战有关的技术领域的专家。还有一个读者群就是工程师出身的管理者。总的来说，本书的目的是使读者能对电子战有一个全面的了解，掌握电子战的基本知识并能够进行一般的电子战相关运算。

虽然此书即将出版，但 EW101 栏目还将继续在 JED 杂志上连载。电子战是一个广泛的领域，有关内容可以讨论很多年。我期待着将来能看到本书的一系列版本。

真诚地希望本书能对您的工作有所帮助，节省您的时间，解决您的问题，有时还能帮助您摆脱困境。

David Adamy

作 者 简 介

David Adamy 是一位国际知名的电子战专家，为美国“老乌鸦协会”《电子防御杂志》撰写了多年的 EW101 专栏。他已在军队和电子战工业领域工作了 40 多年，作为系统工程师、项目技术负责人及项目经理，直接参与了从直流到可见光各个领域、多个项目的工作。这些项目所完成的系统应用于从潜艇到太空的各种平台上，满足了多项需求。

Adamy 拥有亚利桑那州立大学的电子工程学士学位和圣克拉拉大学的电子工程硕士学位，在电子战、侦察及其相关领域出版了 10 本专著并在世界范围内讲授电子战相关课程，向军方和电子战公司提供咨询服务。他是“老乌鸦协会”董事会成员，并在 2001 年当选过该协会主席。

目　　录

第1章 概　论

本书的目的是使读者全面了解电子战（EW）领域的概貌，并试图使其对相关领域的专家有所帮助。该书涵盖了系统级的射频（RF）电子战，更多地讨论了硬件和软件将要完成的功能而不是其工作原理。为避免复杂的数学计算，本书假设读者已经具备代数和三角知识，并坚持避开微积分。

电子战概述

电子战的定义是：为确保己方使用电磁频谱，同时阻止敌方使用电磁频谱所采取的战术与技术。电磁频谱包含从直流（DC）到光波及以远的频率范围。因此，电子战覆盖了全部射频频谱、红外频谱、光学频谱及紫外频谱等频率范围。

如图 1.1 所示，传统电子战分为：

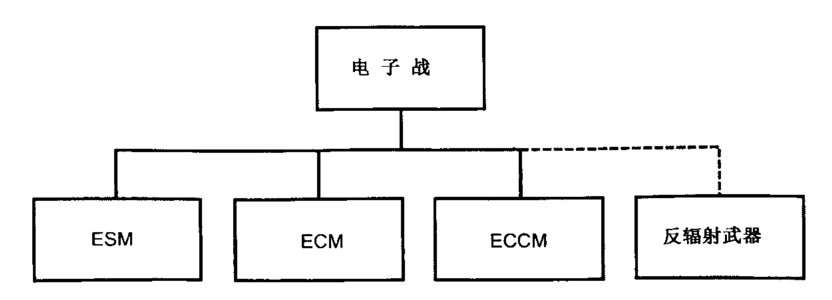


图 1.1　传统电子战分为 ESM、ECM 和 ECCM 三部分。反辐射武器没有被作为电子战的一部分

- 电子支援措施（ESM）——电子战的接收部分；
- 电子对抗（ECM）——利用干扰、箔条和曳光弹来扰乱雷达、

军事通信和热寻的武器的正常工作；

- 电子反对抗（ECCM）——在雷达或通信系统的设计或工作过程中为阻遏 ECM 的影响所采取的各种措施。

尽管知道反辐射武器（ARW）和定向能武器（DEW）与电子战密切相关，但在当时它们没有被作为电子战的一部分，而是被划归为武器类。

最近几年，许多国家（但不是所有国家）都将电子战重新定义为图 1.2 所示的几个组成部分。目前北约国家公认的定义为：

- 电子战支援（ES）——即传统的 ESM；
- 电子攻击（EA）——不仅包括传统的 ECM（干扰、箔条和曳光弹），而且包括反辐射武器和定向能武器；
- 电子防护（EP）——即传统的 ECCM。

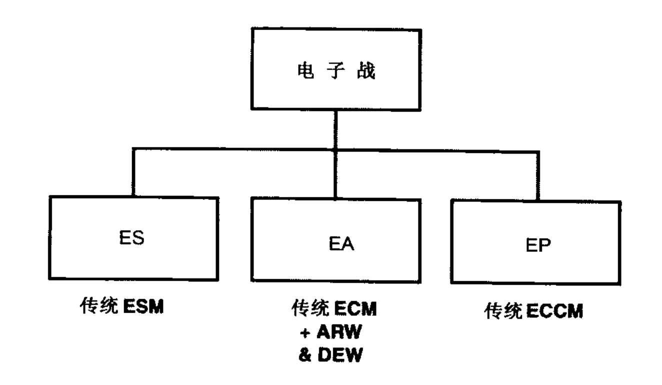


图 1.2　目前，北约的电子战定义将 EW 分为 ES、EA 和 EP 三部分。EA 现在包含反辐射武器和定向能武器

ESM（即 ES）不同于由通信情报（COMINT）和电子情报（ELINT）构成的信号情报（SIGINT），尽管两者都涉及对敌辐射信号进行侦收。这种差异随着信号复杂度的不断提高正变得越来越模糊，只存在于对辐射信号的侦收目的不同。

- COMINT 侦收敌通信信号，目的是从这些信号所携载的信息

中提取情报。

- ELINT 侦收敌非通信信号，目的是获得敌电磁系统的详细情况以便制定对抗措施。因此，ELINT 系统通常要在较长时间内搜集大量数据，才能支持详尽的分析。
- ESM/ES 搜集敌信号（通信信号或非通信信号），目的是立刻对这些信号或与这些信号有关的武器采取某种行动。可以干扰接收的信号或将其信息传送给致命打击能力。接收的信号还可用于态势感知，即识别敌方部队、武器或电子能力的类型与位置。通常，ESM/ES 采集大量的信号数据来支持吞吐率很高的处理。ESM/ES 一般只能确定出现的是哪一类已知辐射源及它们的位置。

如何理解电子战

理解电子战原理（尤其是射频部分）的关键是要真正深刻地理解无线电的传播理论。如果明白无线电信号的传播机理，那么就很容易理解截获、干扰或保护这些信号的原理。若不了解信号的传播，要真正进入电子战领域几乎是不可能的。

一旦了解了一些简单的公式，如 dB 形式的单向链路方程和雷达距离方程等，那么你就能够自己解决一些电子战问题。掌握了这点，在面临电子战问题时你就能迅速切中要害，并迅速、便捷地解决问题。

本书具体内容

- 第 2 章：基本的数学公式，包括 dB、链路方程和球面三角形。
- 第 3 章：天线，包括类型、定义和参数折中。
- 第 4 章：接收机，包括类型、定义、应用和灵敏度计算。
- 第 5 章：电子战处理，包括信号识别、控制机理和操作员界面。
- 第 6 章：搜索，包括搜索技术、限制和折中。

- 第 7 章：低截获概率信号，主要针对低截获概率通信信号。
- 第 8 章：辐射源定位，即电子战系统采用的辐射源通用定位技术。
- 第 9 章：干扰，包括概念、定义、限制和方程。
- 第 10 章：雷达诱饵，包括有源、无源，以及正确的计算。
- 第 11 章：仿真，即用于概念评估、训练和系统测试的仿真技术。

第 2 章　基本数学概念

本章讨论该书介绍的电子战概念所涉及的数学基础，包括 dB 值与方程、无线电传播和球面三角法。

2.1　dB 值与方程

在有关无线电传播的领域，信号强度、增益和损耗通常用 dB 形式表示。因为，采用 dB 形式的方程比采用原有形式的方程更方便。

用 dB 表示的数字是对数的，便于比较相差很多数量级的数值。为方便起见，我们将非 dB 形式的数字称为线性数字，以区别于 dB 形式的对数数字。dB 形式的数字还具备便于处理这一极大优势:

- 欲将线性数字相乘，则将其对数形式的数字相加即可。
- 欲将线性数字相除，则将其对数形式的数字相减即可。
- 欲将线性数字增大 n 次方，则将其对数形式的数字乘以 n 即可。
- 欲求线性数字的 n 次方根，则可将其对数形式的数字除以 n 而得。

为了最大程度地利用这种便利，我们在处理过程中应尽可能早地采用 dB 形式的数字，同时尽可能晚地将其转换为线性形式的数字。在许多情况下，最常见的答案形式仍是 dB 形式的。

重要的是要了解用 dB 表示的值必须是一个比值（已转换为对数形式）。常见的例子有放大器或天线的增益和电路或无线电传播

中的损耗。

2.1.1 线性数字与 dB 数字的转换

利用下列公式即可将线性数字（N）转换为 dB 形式的数字：

$$N(\mathrm{dB})=10\log_{10}(N)$$

对本书中的大多数方程来说，我们只假定是 10log(N)，即以 10 为底的对数。如果要用科学计算器进行该运算，则输入线性数字，然后按下“log”键，再乘以 10 即可。

采用下述公式即可将 dB 值转换为线性形式：

$$N=10^{N(\mathrm{dB})/10}$$

利用科学计算器，输入 dB 形式的数字，除以 10，然后按下第二功能键，再按下“log”键。该过程还可以被称为取 dB 值除以 10 的“反对数”。

例如，如果放大器的增益为 100 倍，我们可以说它具有 20dB 的增益，因为：

$$10\log(100)=10\times2=20\mathrm{dB}$$

逆转这个过程，可以求出 20dB 放大器的线性形式增益：

$$10^{20/10}=100$$

2.1.2 dB 形式的绝对值

为了将绝对值表示为 dB 数字，我们首先借助比较熟悉的常数将该值转换为比值，最常见的例子是以 dBm 表示的信号强度。为了将功率电平转换为 dBm，我们将其除以 1mW，然后再转换为 dB 形式。例如，4W 等于 4000mW，然后将 4000 转换为 dB 形式，即为 36dBm。小写字母 m 表示这是一个相对于 1mW 的比值。

$$10\log(4000)=10\times3.6=36\mathrm{dBm}$$

然后，再转换为瓦（W）：

$$\text{Antilog}(36/10)=4000\text{mW}=4\text{W}$$

其他 dB 形式的绝对值例子见表 2.1。

表 2.1　通用的 dB 定义

dBm	=1 毫瓦功率的 dB 值	用于描述信号强度
dBW	=1 瓦功率的 dB 值	用于描述信号强度
dBsm	=1 平方米面积的 dB 值	用于描述天线面积或雷达截面积
dBi	=天线增益相对于各向同性天线增益的 dB 值	根据定义，0dBi 即为全向天线（各向同性）的增益

2.1.3　dB 方程

在本书中，为方便起见，我们采用许多 dB 形式的方程。这些方程具备下列形式之一，但是可以有任意项数：

$$A(\text{dBm})\pm B(\text{dB})=C(\text{dBm})$$

$$A(\text{dBm})-B(\text{dBm})=C(\text{dB})$$

$$A(\text{dB})=B(\text{dB})\pm N\log\text{（非 dB 数字）}$$

其中，N 是 10 的倍数。

最后一类方程形式用于乘以一个数的平方（或更高次方）的情况，无线电传播中的扩展损耗方程就是一个重要例子：

$$L_S=32+20\log(d)+20\log(f)$$

其中，

L_S=扩展损耗（单位：dB）

d=链路距离（单位：km）

f=辐射频率（单位：MHz）

系数 32 是编造的，目的是以所希望的单位方便地给出最终答案。该数字实际上等于 4π的平方除以光速的平方、再乘以和除以一些单位转换系数——全部转换为 dB 形式并四舍五入为整数。重要的是要明白编造的这个数字（以及包含这个数字的方程）只在严格使

用正确的单位时才是恰当的。其中，距离的单位必须为 km，频率的单位必须为 MHz，否则，得出的损耗值是不正确的。

2.2 电子战功能中的链路方程

利用各个通信链路可以分析每一类雷达、军事通信、信号情报和干扰系统的工作情况。链路包括一个辐射源、一部接收装置和随着电磁能从辐射源传送到接收机所发生的一切。辐射源与接收机可以采用的形式很多。例如，当雷达脉冲经飞机蒙皮反射时，其反射机理可以被认为与发射机类似。反射脉冲一旦离开飞机蒙皮，它就遵从与通信信号从一个收发信机传播到另一个收发信机相同的传播定律。

2.2.1 单向链路

基本通信链路（有时称为单向链路），是由发射机（XMTR）、接收机（RCVR）、发射和接收天线，以及两个天线间的传播路径组成的。图 2.1 所示为无线电信号通过此链路时其强度的变化情况。在图中，信号强度用 dBm 表示，信号强度的增大和减小用 dB 表示。

图 2.1 给出的是气候良好时的视距链路（即，发射天线和接收天线能彼此看到，但两者之间的传输路径不能距地面或水面太近），这是我们首先要考虑的情况。稍后，再讨论恶劣气候条件和非视距传播对链路计算的影响。信号离开发射机后，其功率电平（单位：dBm）增大了一个系数，这个系数就等于发射天线的增益。（如果天线增益小于 1，即 0dB，则天线输出的信号强度小于发射机的输出功率。）天线输出的信号功率称为有效辐射功率（ERP），通常用 dBm 表示。随后，辐射信号在发射天线和接收天线之间进行传输，因此它将衰减很多倍。对良好气候条件下的视距链路而言，衰减系

数恰好等于扩展损耗和大气损耗。通过接收天线后，该信号增大了，其增大的系数即等于接收天线的增益（依据天线的性质，可以是正数，也可以是负数）。然后，信号以所收到的功率到达接收机。

图 2.1 所描述的过程称为链路方程或 dB 形式的链路方程。尽管我们介绍的是单个方程，但链路方程实际上是指一组各不相同的方程，利用这些方程并参考其他所有因素我们能够计算传播过程中任意点的信号强度。

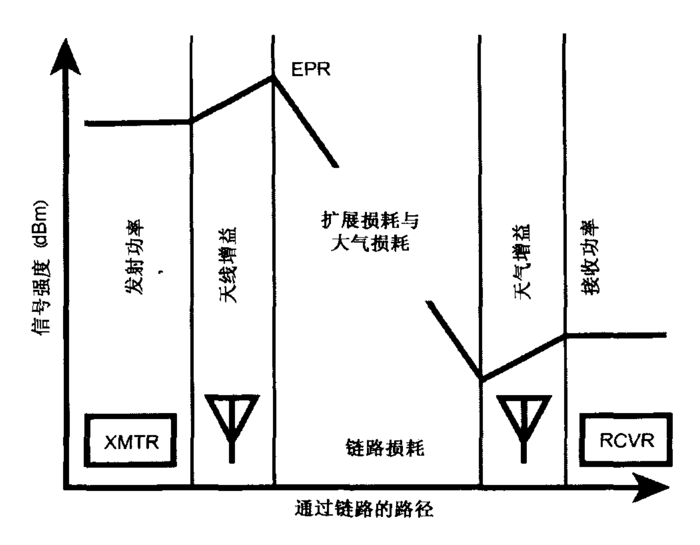


图 2.1　将发射机功率（dBm）加上发射天线增益（dB）、减去链路损耗（dB）、再加上接收天线增益（dB）即可计算出接收的信号电平（dBm）

以下是链路方程应用的一个典型例子：

发射机功率(1W)=+30dBm

发射天线增益=+10dB

扩展损耗=100dB

大气损耗=2dB

接收天线增益=+3dB

接收功率=+30dBm+10dB−100dB−2dB+3dB=−59dBm

2.2.2 传播损耗

上述方程中有两个值得注意的因素：扩展损耗（又称为空间损耗）和大气损耗。这两个传播损耗因子均随传播距离和发射频率而变化。首先，我们可从图 2.2 中方便地获得扩展损耗。利用该图表，从图左边的频率刻度线（如实例中的 1GHz）到图右边的发射距离刻度线（如实例中的 20km）画一条直线，该直线与图中间的刻度线相交于 119dB 处，此值即为图示特定频率和发射距离处的扩展损耗。此外，还有一种计算扩展损耗的简单 dB 形公式：

$L_S(\text{dB})=32.4+20\log_{10}$（距离（km））$+20\log_{10}$（频率（MHz））

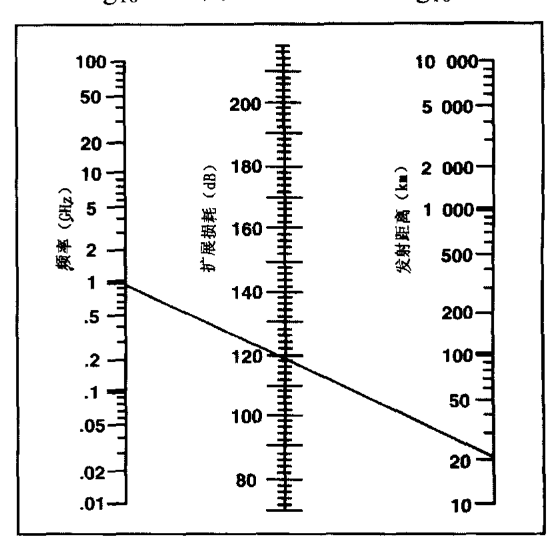


图 2.2　扩展损耗可通过从频率（GHz）至发射距离（km）画一条直线并读出中间刻度线上的 dB 值来确定

注意这是对气候良好时的视距传播情况而言的。因子 32.4 融合了所有的单位换算以便得出答案（只在距离单位为 km，频率单位为 MHz 时有效）。当链路方程用于 1dB 精度时，因子 32.4 通常四舍五入为 32。

此外，由列线图解法和上述公式得出的损耗值是两个全向天线

（即天线的增益为 1 或 0dB）之间的扩展损耗。上述公式（也可作为列线图解法的基础）是基于全向发射天线成球状辐射能量的事实而导出的，因此有效辐射功率（ERP）均匀地分布在一扩展的球体表面上。全向接收天线有一个有效面积，它与频率有关。全向接收天线的有效面积取决于增益为 1 的天线将搜集的球体（其半径等于发射机至接收机的距离）表面积的大小。扩展损耗等于该球体整个表面积与全向天线（位于工作频率）的面积之比。

由于大气衰减是非线性的，所以只通过读图 2.3 的值就能很好地处理它。在该实例中，发射频率为 50GHz。从 50GHz 处画一条直线到曲线，然后直接延伸到左边来确定每千米传输路径的大气损耗。在图示实例中，每千米的大气损耗为 0.4dB，因此 50GHz 的信号传播 20 千米将有 8dB 的大气损耗。注意：就大部分点对点战术通信所用的频率而言，大气衰减相当低，在链路计算中常常可以忽略不计。当然，在频率更高的微波和毫米波频段，以及通过整个大气层往返于地球卫星的传播中，大气衰减非常大。

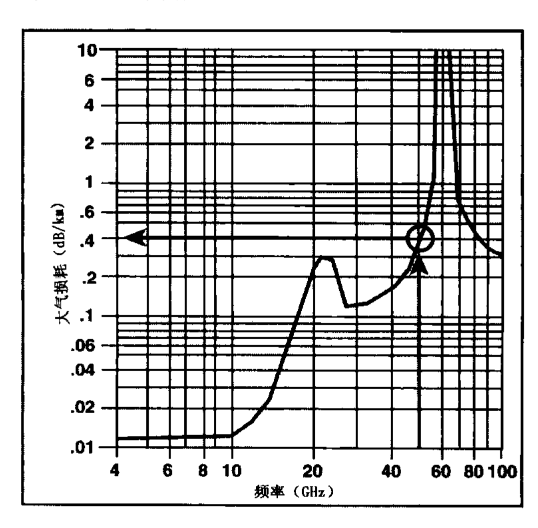


图 2.3　每千米传输路径中的大气衰减（dB）可以通过从频率（GHz）点向上画一条直线与曲线相交，然后向左延伸到衰减刻度线来确定

2.2.3 接收机灵敏度

虽然有关接收机灵敏度问题将在第 4 章进行深入讨论，但是应该明白的是目前讨论的接收机灵敏度被定义为在可继续提供特定适当输出的情况下所能接收到的最小信号强度。

假如接收功率电平至少等于接收机灵敏度，那么通信在链路上发生。例如，若接收功率为–59dBm，接收机灵敏度为–65dBm，则通信将发生。由于接收信号比接收机灵敏度大 6dB，我们认为链路有 6dB 的余量。

2.2.4 有效距离

在最大链路距离上，接收功率将等于接收机灵敏度。因此，我们可以设接收功率等于灵敏度并求出距离。为简单起见，我们以 100MHz 为例，在此频率上的大气损耗在正常陆地链路距离上是可以忽略不计的。

假设发射机功率为 10W（等于+40dBm），频率为 100MHz，发射机天线增益为 10dB，接收天线增益为 3dB，接收机灵敏度为–65dBm，且收发天线之间是直线可达的，那么最大链路距离是多少呢？

$$P_R=P_T+G_T-32.4-20\log(f)-20\log(d)+G_R$$

其中，P_R=接收功率（dBm）；P_T=发射机输出功率（dBm）；G_T=发射天线增益（dB）；f=发射频率（MHz）；d=传播距离（km）；G_R=接收天线增益（dB）。

设 P_R=Sens（接收机灵敏度），并求出 $20\log(d)$的值：

$$\text{Sens}=P_T+G_T-32.4-20\log(f)-20\log(d)+G_R$$

$$20\log(d)=P_T+G_T-32.4-20\log(f)+G_R-\text{Sens}$$

代入上述有关值：

$$20\log(d)=+40+10-32.4-20\log(100)+3-(-65)$$
$$=+40+10-32.4-40+3+65=45.6$$

然后求出有效距离 d 为：

$$d=\text{Antilog}(20\log(d)/20)=\text{Antilog}(45.6/20)=191\text{km}$$

2.3　电子战应用中的链路问题

在各种电子战系统和交战中采用的基本链路方程有许多形式。还有一种重要的方法能使我们很容易地理解电子战链路所发生的事情。

2.3.1　电磁波中的功率

本书给出的链路方程公式存在着一个严重的逻辑缺陷，即我们讨论的是处在发射天线和接收天线间的电磁波中的信号功率（dBm）。问题是 dBm 只是 mW 的对数表示法。由于信号强度（dBm）是功率且电功率只限于线路或电路中，所以，虽然信号从发射天线传输到接收天线，但必须根据其“电场强度”来准确地描述它，而电场强度常用每米微伏（μV/m）来表示（参见图 2.4 和图 2.5）。

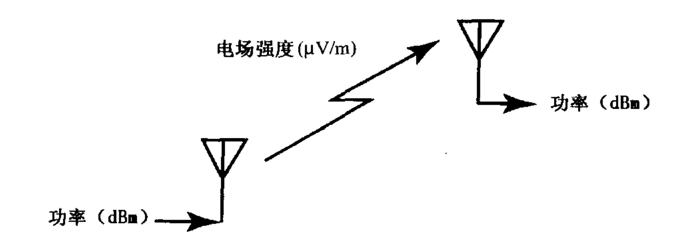


图 2.4　实际上，用 dBm 表示线路或电路中的信号强度是精确的。而在电磁波中，以μV/m 表示电场强度才是正确的

那么该如何求出传输波的 dBm 值以得到正确的链路分析结果呢？可以采用一种巧妙的方法，即采用一个假想的、位于空间某点（可在此位置将信号强度分配给所关注的信号）的理想的单位增益天线。以 dBm 表示的信号强度将出现在假想天线的输出中。因此，有效辐射功率（ERP）将由假想天线输出，假设假想天线位于发射天线到接收天线的连线上并相当接近发射天线（忽略近场效应）。同样，在到达接收天线的功率（常用 P_A 表示）表达式中，假想天线将位于同一条直线上，但接近接收天线。

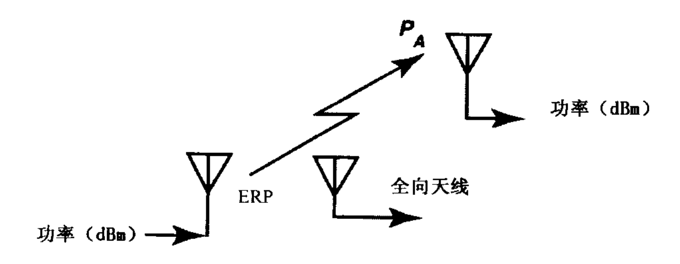


图 2.5　辐射信号常根据理想接收机和全向天线所接收的信号来描述

2.3.2　用μV/m 表示的灵敏度

接收机灵敏度有时用μV/m 而非 dBm 来表示。这在天线与接收机之间存在着密切而复杂关系的设备中特别准确。采用空间分集天线阵的测向系统就是最好的实例。所幸，利用一对简单的 dB 形公式（基于假想的单位增益天线）即可在μV/m 和 dBm 之间进行转换。在本章所有的公式中，“log”均代表以 10 为底。利用下式可将μV/m 转换为 dBm：

$$P=-77+20\log(E)-20\log(F)$$

其中，P=信号强度（dBm）；E=电场强度（μV/m）；F=频率（MHz）。

下式可将 dBm 转换为μV/m：

$$E=10^{(P+77+20\log[F])/20}$$

这些公式基于方程：

$$P=(E^2A)/Z_0$$

和

$$A=(Gc^2)/(4\pi F^2)$$

其中，P=信号强度（W）；E=电场强度（V/m）；A=天线面积（m^2）；Z_0=自由空间阻抗（$120\pi\Omega$）；G=天线增益（对全向天线而言等于 1）；c=光速（3×10^8m/s）；F=频率（Hz）。

只要记得单位转换因子，将方程转换为 dB 形式是非常简单的。

2.3.3　雷达中的链路

许多教材都给出了对雷达专业人员最有用的雷达距离方程，因为这种方程着重于雷达的工作性能。但是，对电子战界而言，根据构成的链路来考虑雷达距离方程并利用 dB 和 dBm 来处理每个问题将更有用，如图 2.6 所示。这样我们就能够处理抵达目标的雷达功率、干扰机产生的与目标反射到雷达接收机的功率相等或更大的功率，以及许多其他意义的值。

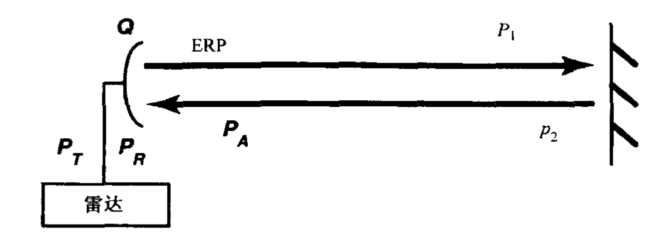


图 2.6　为便于电子战应用，雷达距离方程可被描述为一系列链路

众所周知，扩展损耗的表达式为[32.4+20log(D)+20log(F)]，为方便起见，通常将 32.4 四舍五入为 32。目标雷达截面积引起的信号反射因子也有一个表达式，即[−39+10log(σ)+20log(F)]，该表达式将在第 10 章进行详细的讨论和推导。

设 P_T 是进入天线的雷达发射功率（dBm），G 是雷达天线的主波束增益（dB），ERP 是有效辐射功率，P_1 是到达目标的信号功率（dBm），P_2 是目标反射回雷达的信号功率（dBm），P_A 是到达雷达天线的信号功率（dBm），P_R 是进入雷达接收机的接收功率（dBm）。

以 dB 形式表示：

$$\mathrm{ERP}=P_T+G$$

$$P_1=\mathrm{ERP}-32-20\log(D)-20\log(F)$$

$$=P_T+G-32-20\log(D)-20\log(F)$$

其中，D=目标的距离（km），F=频率（MHz）。

$$P_2=P_1-39+10\log(\sigma)+20\log(F)$$

其中，σ=目标的雷达截面积（m^2）。

$$P_A=P_2-32-20\log(D)-20\log(F)$$

$$P_R=P_A+G$$

因此，

$$P_R=P_T+2G-103-40\log(D)-20\log(F)+10\log(\sigma)$$

2.3.4 干扰信号

如果两个频率相同的信号到达一个天线，通常认为一个是有用信号，另一个则是干扰信号，如图 2.7 所示。无论干扰信号是有意的还是无意的，都采用同样的方程。假设接收天线对两个信号呈现同样的增益，则两个信号间的功率差的 dB 形表达式为：

$$P_S-P_I=\mathrm{ERP}_S-\mathrm{ERP}_I-20\log(D_S)+20\log(D_I)$$

其中，P_S 为接收的有用信号功率（即接收机输入端的功率）；P_I 为接收的干扰信号功率；ERP_S 为有用信号的有效辐射功率；ERP_I 为干扰信号的有效辐射功率；D_S 为至有用信号发射机的路径距离；D_I 为至干扰信号发射机的路径距离。

这是最简单的干扰方程形式。我们将在第 3 章讨论定向接收天线，它会导致应用于两个信号的天线增益因子不同。当然，我们还

将讨论干扰信号（即来自干扰机）连同有用的雷达回波信号一起被雷达接收机接收的情况。所有这些表达式都建立在上述简单的 dB 形表达式之上。

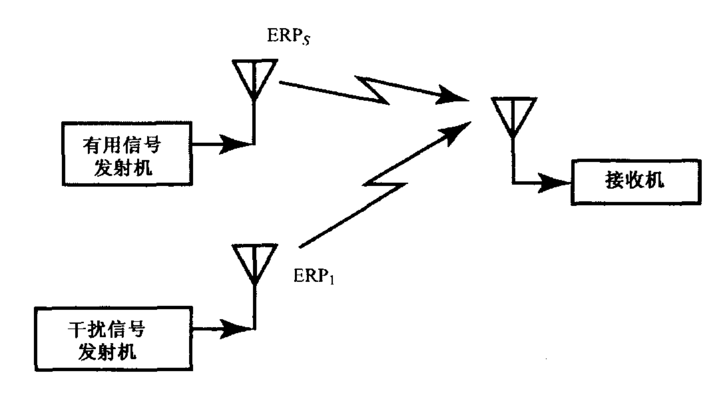


图 2.7 干扰信号可以用从每个发射机至接收机的链路来描述

2.3.5 近地低频信号

前面给出的扩展损耗表达式在电子战链路应用中是很典型的，但是该方程还有另一种形式应用于传输信号往返于近地天线的、频率相对较低的情况。

如果其链路超出菲涅耳区，则在菲涅耳区的扩展损耗遵从以下公式：$L_S=32+20\log(f)+20\log(d)$。超过该距离的扩展损耗则由下式决定：

$$L_S=120+40\log(d)-20\log(h_T)-20\log(h_R)$$

其中，L_S=菲涅耳区以外的扩展损耗（dB）；d=菲涅耳区以外的链路距离（km）；h_T=发射天线高度（m）；h_R=接收天线高度（m）。

从发射机到菲涅耳区的距离可由下列方程算出：

$$F_Z=(h_T\times h_R\times f)/75\ 000$$

其中，F_Z=到菲涅耳区的距离（km）；h_T=发射天线高度（m）；h_R=接收天线高度（m）；f=发射频率（MHz）。

2.4　球面三角形的关系

球面三角形在电子战的很多领域中都是很有价值的工具，尤其在第 11 章讨论的电子战建模与仿真中是必不可少的。

2.4.1　球面三角形在电子战中的作用

球面三角形是解决三维问题的一种方法，它在以传感器视角来处理空间关系方面具有相当优势。例如，雷达天线通常有一个俯仰角和一个方位角，它们能确定目标的方向。另一个例子是安装在飞机上的天线的视轴方向。借助于球面三角形，根据安装在飞机上的天线和飞机的俯仰、偏航与滚转方向来确定视轴方向是可行的。还有一个例子就是确定当发射机和接收机位于两架具有任意速度矢量的不同飞机时的多普勒频移量。

2.4.2　球面三角形

球面三角形用单位球，即半径为 1 的球体来定义。如图 2.8 所示，球心在导航问题中位于地球的中心，在视角问题中位于天线的中心，在交战场景中位于飞机或武器的中心。当然，还有许多应用，但是对每一种应用而言，球心位于三角法运算将产生有用信息的地方。

球面三角形的边必须是单位球的大圆。也就是说，它们必须是球体表面与穿过球心的平面的交线。三角形的角是这些平面相交的夹角。球面三角形的边和夹角都用度来度量。一条边的大小等于该边的两个端点在球心处所形成的夹角。标准术语中，常用小写字母表示边，用大写字母表示该边所对的角，如图 2.9 所示。

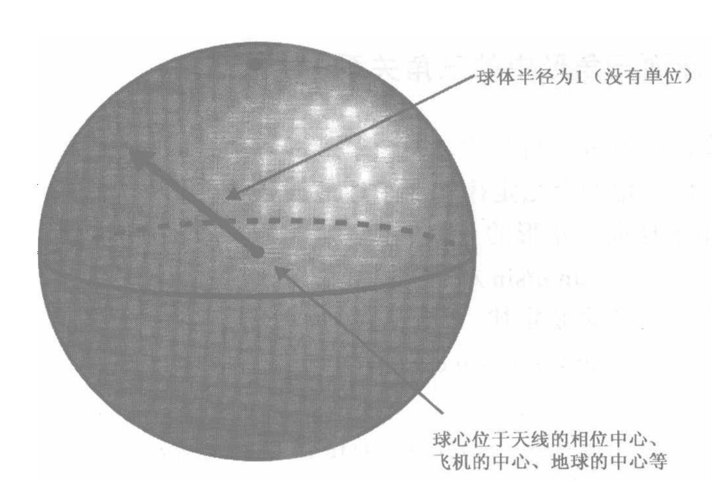


图 2.8　球面三角形建立在单位圆的关系之上。球心是与待解决的问题有关的某点

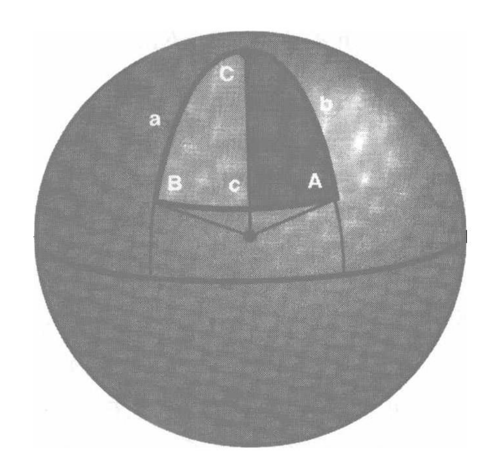


图 2.9　球面三角形有三个由球体的大圆组成的边和
三个由包含这些大圆的平面相交构成的角

重要的是要认识到，平面三角形的某些特性并不适用于球面三角形。例如，球面三角形中的三个角均可等于 90°。

2.4.3 球面三角形中的三角关系

尽管存在很多三角公式，但电子战应用中最常用的有三个：正弦定律、用于角的余弦定律和用于边的余弦定律，其定义如下：

- 用于球面三角形的正弦定律

$$\sin a/\sin A=\sin b/\sin B=\sin c/\sin C$$

- 用于边的余弦定律

$$\cos a=\cos b\cos c+\sin b\sin c\cos A$$

- 用于角的余弦定律

$$\cos A=-\cos B\cos C+\sin B\cos C\cos a$$

当然，a 可以是所考虑三角形的任意一条边，A 是对应于这条边的角。注意：这三个公式类似于平面三角形的同类公式。

$$a/\sin A=b/\sin B=c/\sin C$$

$$a^2=b^2+c^2-2bc\cos A$$

$$a=b\cos C+c\cos B$$

2.4.4 球面直角三角形

如图 2.10 所示，球面直角三角形有一个 90° 的角。该图说明了在地球表面某点的纬度和经度在导航问题中的表示方式，采用类似的球面直角三角形可以分析许多电子战应用问题。

球面直角三角形可以利用由奈培法则生成的一组简化的三角方程。注意：图 2.11 的五分段圆包含了球面直角三角形除 90° 角外的所有部分。还需注意：其中有三部分在前面加上了“co-”，这意味着在奈培法则中该部分三角形的三角函数必须变为余函数（即正弦变为余弦等）。

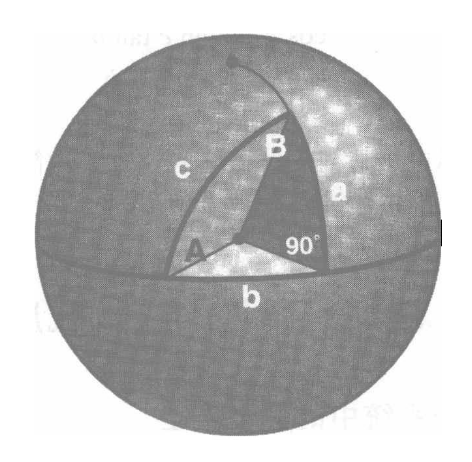


图 2.10　球面直角三角形有一个 90° 的角。

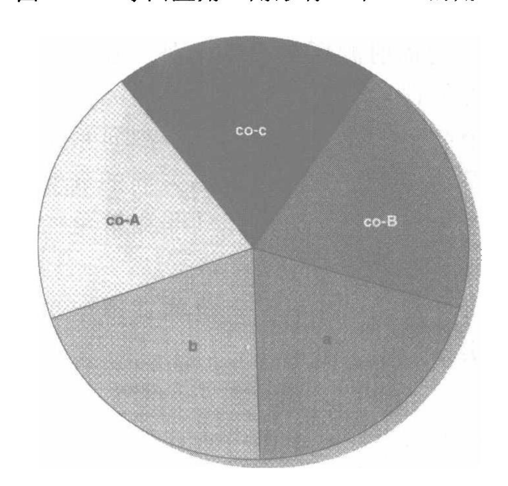


图 2.11　对球面直角三角形而言，利用奈培法则可以简化该五分段圆的方程

奈培法则具体内容如下：

- 中间部分的正弦等于相邻部分的正切之积。
- 中间部分的正弦等于相对部分的余弦之积。

以下是根据奈培法则生成的几个公式：

$$\sin a = \tan b \ \mathrm{cotan}\ B$$

$$\cos A = \text{cotan}\, c \tan b$$

$$\cos c = \cos a \cos b$$

$$\sin a = \sin A \sin c$$

在应用于实际电子战问题时，这些公式大大简化了包括球面直角三角形等球体处理中所涉及的数学问题。

2.5　球面三角形的电子战应用

2.5.1　方位测向系统中的仰角误差

测向（DF）系统旨在测量信号的到达方位。然而，信号有可能位于测向系统设想的辐射源所处平面之外。那么，与水平面上的辐射源仰角有关的方位误差将有多大？

假定这是一个简单的比幅测向系统。测向系统测量从基准方向（通常为天线的基线中心）到信号到达方向的真实角度。在方位测向系统中，该测量角称为到达方位角（即测量角加上基准方向的方位角）。

如图 2.12 所示，测量角与真实方位和仰角一起构成了一个球面直角三角形。真实方位由下式确定：

$$\cos (Az) = \cos (M) / \cos (El)$$

与实际仰角有关的方位误差由下式计算：

$$\text{误差} = M - a\cos[\cos (M) / \cos (El)]$$

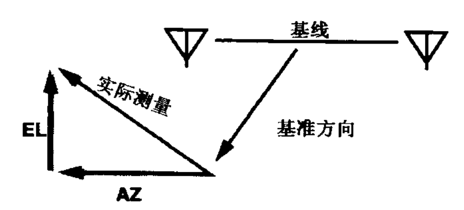


图 2.12　典型测向系统测量信号到达方向与基准方向间的夹角

2.5.2　多普勒频移

由于发射机和接收机都是运动的，所以它们各自都有一个任意方向的速度矢量。多普勒频移与发射机和接收机之间的距离变化率有关。为了求出发射机和接收机间的距离变化率（与两个速度矢量有关），必须确定每个速度矢量与发射机至接收机的直达线间的夹角。那么，距离变化率就等于发射机速度乘以其夹角（发射机处）的余弦加上接收机速度乘以其夹角（接收机处）的余弦。

我们将发射机和接收机置于 y 轴为北、x 轴为西、z 轴为上的直角坐标系中，发射机位于 X_T，Y_T，Z_T 处，接收机位于 X_R，Y_R，Z_R 处。因此，速度矢量的方向就是仰角（x、y 平面之上或之下）和方位角（自 x、y 平面北方顺时针方向的夹角），如图 2.13 所示。可以利用平面三角形法求出接收机（自发射机方向）的方位和仰角。

$$Az_R = A\tan[(X_R - X_T)/(Y_R - Y_T)]$$

$$El_R = a\tan\{(Z_R - Z_T)/\mathrm{SQRT}[(X_R - X_T)^2 + (Y_R - Y_T)^2]\}$$

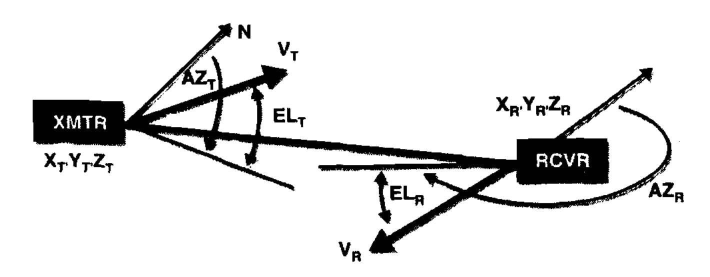


图 2.13　对一般情况下的多普勒频移计算而言，发射机和接收机都可能以任意方向的速度矢量运动

现在考虑图 2.14 所示的发射机处的角度变换。这是一组原点位于发射机的球体上的球面三角形。N 为北方；V 为速度矢量方向；R 是接收机的方向。从北方至速度矢量的夹角可用速度矢量的方位和仰角形成的球面直角三角形来确定。同样，从北方至接收机的夹

角可由其方位和仰角形成的球面直角三角形来确定：

$$\cos(d)=\cos(Az_V)\cos(El_V)$$

$$\cos(e)=\cos(Az_{RCVR})\cos(EL_R)$$

Az_{RCVR} 和 El_{RCVR} 用 2.5.3 节介绍的方法确定。

角 A 和角 B 用下式确定：

$$\text{ctn}(A)=\sin(Az_V)/\tan(El_V)$$

$$\text{ctn}(B)=\sin(Az_{RCVR})/\tan(EL_R)$$

$$C=A-B$$

那么，利用边余弦定律可由 N、V、R 构成的球面三角形求出发射机的速度矢量与接收机间的夹角：

$$\cos(VR)=\cos(d)\cos(e)+\sin(d)\sin(e)\cos(C)$$

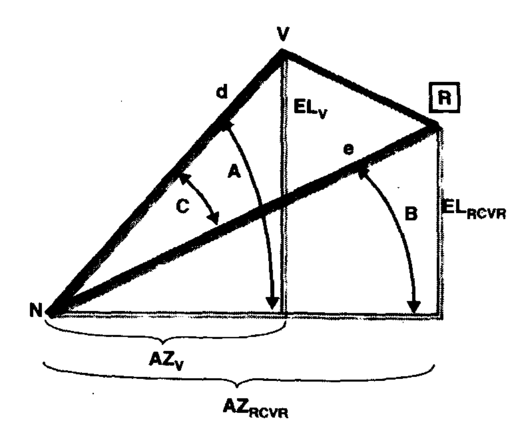


图 2.14　对原点位于发射机的单位球而言，速度矢量的方位和仰角与接收机构成了两个球面直角三角形（从发射机方向观测）

现在，接收机方向的发射机速度矢量分量可用速度乘以 cos (*VR*) 求得。利用同样的运算可求出发射机方向的接收机速度分量。两个速度矢量相加可得出发射机和接收机间的距离变化率（V_{REL}）。而多普勒频移由下式得出：

$$\Delta f=fV_{REL}/c$$

2.5.3　3-D 交战中的观测角

假设三维（3-D）空间有两个物体：T 是目标，A 是机动飞机。A 的飞行员面向飞机的滚转轴坐在垂直于偏航面方向。那么从飞行员视角所观测到的目标T的水平角和垂直角是多少？这个问题必须解决才能确定威胁符号在平视显示器（HUD）上的位置。

图 2.15 所示为 3-D 博弈区的目标和飞机。目标位于 X_T、Y_T、Z_T，飞机位于 X_A、Y_A、Z_A。滚转轴由相对于博弈区坐标系的方位和仰角来定义。目标至飞机位置的方位和仰角由下式确定：

$$Az_T = a\tan[(X_T-X_A)/(Y_T-Y_A)]$$

$$El_T = a\tan\{(Z_T-Z_A)/\mathrm{SQRT}[(X_T-X_A)^2+(Y_T-Y_A)^2]\}$$

注意：需要解决角度随象限变化时的不连续问题。

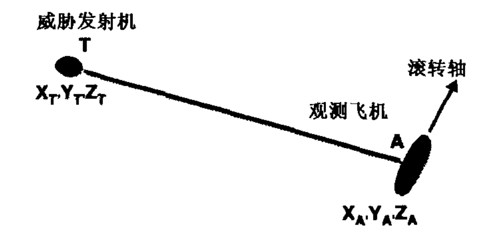


图 2.15　用飞机上的 ESM 系统来观测威胁辐射源

两个球面直角三角形和一个图 2.16 所示的球面三角形就可计算至滚转轴和目标（j）的角距离。

$$\cos(f) = \cos(Az_T)\cos(El_T)$$

$$\cos(h) = \cos(Az_R)\cos(El_R)$$

$$\mathrm{ctn}(C) = \sin(Az_T)/\tan(El_T)$$

$$\mathrm{ctn}(D) = \sin(Az_R)/\tan(El_R)$$

$$J = 180^\circ - C - D$$

$$\cos(j) = \cos(f)\cos(h) + \sin(f)\sin(h)\cos(J)$$

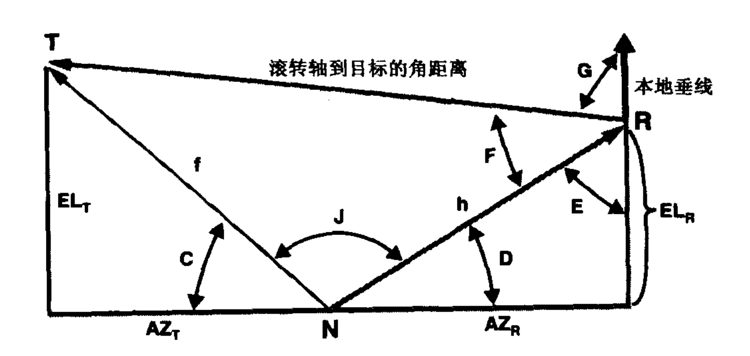


图 2.16　对一个原点位于飞机的单位球而言，存在两个由目标（T）的方位和仰角，以及滚转轴（R）的方位和仰角所构成的球面直角三角形

角 E 由下式确定：

$$\text{ctn}\,(E) = \sin\,(El_R)/\tan\,(Az_R)$$

角 F 由正弦定律确定：

$$\sin\,(F) = \sin\,(J)\,\sin f/\sin\,(j)$$

威胁偏离飞机本地垂线的角度为：

$$G = 180^\circ - E - F$$

最后，平视显示器上的威胁符号位置距代表角距离（j）的显示中心一段距离，偏离平视显示器垂线的角度等于角 G 和飞机距垂线的倾侧角之和，如图 2.17 所示。

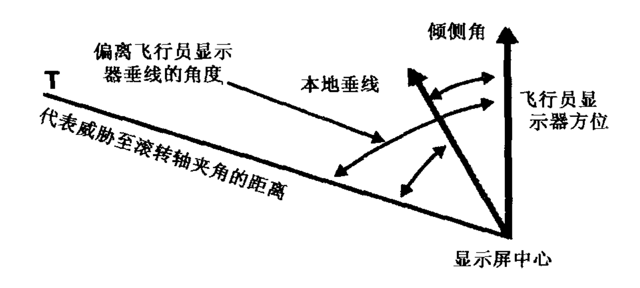


图 2.17　操作员显示屏上的威胁符号位置由距滚转轴的角距离，以及从威胁位置到本地垂线的角偏移与飞机滚转引起的角偏移之和来确定

第3章 天　　线

本章主要目的是使读者对天线，以及各种天线的作用和性能有一个大概的了解。还有一个目的就是使读者明白天线参数要折中考虑，从而能够详细说明并选择天线。

3.1 天线参数与定义

天线会在许多方面影响电子战系统及其应用。在接收系统中，天线提供增益和方向性。在许多测向系统中，天线参数是确定到达方向的数据源。在干扰系统中，天线提供增益和方向性。在威胁辐射源特别是雷达中，发射天线的增益图和扫描特性提供了一种识别威胁信号的重要方式。威胁辐射源天线扫描与极化也使某些欺骗干扰措施得以应用。

本章将讨论各种天线的参数及其常规应用，为天线类型与其必须完成的任务相匹配提供指导，并且给出一些用于折中考虑各种天线参数的简单公式。

3.1.1 定义

天线是将电信号转换为电磁波或将电磁波转换为电信号的装置。由于天线处理的信号频率和它们的工作参数不同，其体积和设计也大不相同。就功能而言，天线既可以发射信号，也可以接收信号。但是，用于高功率辐射信号的天线必须能处理大量功率。表 3.1

列出了常用的天线性能参数。

表 3.1 常用的天线性能参数

术 语	定 义
增益	信号经天线处理后增加的信号强度（通常用 dB 表示。增益可正可负，各向同性天线的增益为 1，即 0dB）
频率覆盖	天线可发射或接收信号并提供适当参数性能的频率范围
带宽	天线的频率范围，常用百分比带宽表示（即 100%×（最大频率－最小频率）/平均频率）
极化	发射或接收的 E 波和 H 波的方位，主要有水平极化、垂直极化、右旋圆极化或左旋圆极化、斜线性极化（任意角度）或椭圆极化
波束宽度	天线的角覆盖，通常以度表示
效率	发射或接收的信号功率与来自天线波束覆盖球体部分的理论功率之比的百分数

3.1.2 天线波束

在整个电子战领域，最重要的一个方面就是用各种参数来定义天线波束。图 3.1 描述了几种天线波束定义，这是天线在一个平面内的幅度方向图，它既可以是水平方向图也可以是垂直方向图，还可以是包含天线的其他平面内的方向图。这种方向图是在防止信号反射的微波暗室中测得的。当接收来自固定测试天线的信号时，该天线在一个平面内旋转，所接收的功率是天线方位相对于测试天线的函数。

视轴：视轴即为天线指向的方位。它通常为最大增益方向，其他的角参数一般都是相对于视轴定义的。

主瓣：天线的主波束或最大增益波束。该波束的形状由其增益和与视轴的夹角而确定。

波束宽度：即波束的宽度，通常用度来表示。波束宽度由与

视轴的夹角确定，如果没有特别说明，波束宽度通常是指 3dB 波束宽度。

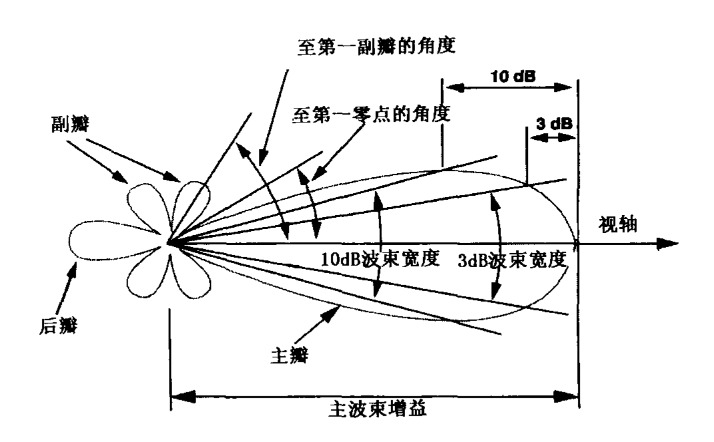


图 3.1 天线参数定义均基于天线增益方向图的几何关系

3dB 波束宽度：天线增益下降到视轴增益一半（即衰减了 3dB 增益）的两个增益值间的夹角。注意：所有的波束宽度都是双边值，例如，在一个 10° 3dB 波束宽度的天线中，距视轴 5° 处的增益下降了 3dB，因此两个 3dB 点相隔 10°。

ndB 波束宽度：波束宽度可以定义在任何量级的增益衰减处。图 3.1 给出了 10dB 波束宽度。

副瓣：除主瓣外，天线还有其他波束。后瓣是与主波束方向相反的波束，副瓣是其他方向的波束。

至第一副瓣的角度：这是主瓣视轴至第一副瓣最大增益方向的夹角。注意：这是一个单边值。（在人们认识到波束宽度是双边值、而至副瓣的夹角是单边值之前，很难理解至第一副瓣的夹角小于主波束宽度。）

至第一零点的角度：这是视轴至主波束与第一副瓣间最小增益点的夹角。它也是一个单边值。

副瓣增益：通常即为相对于主波束视轴增益的增益（较大的负

dB 值）。天线并不是为某个特定的副瓣电平设计的，由于副瓣被认为是不好的，因此制造商要保证使其低于某个特定电平。但是，从电子战或侦察的角度来看，为截获信号而获悉发射天线的副瓣电平是很重要的。电子战接收系统常被设计为接收“0dB 副瓣”，也就是说副瓣低于主瓣一个增益值。例如，如果天线视轴直接指向你的接收天线，则增益为 40dB 的天线其“0dB 副瓣”发射的功率将比主瓣小 40dB。

3.1.3 天线增益

为了正好将天线增益加到接收信号的强度上，我们需要用 dBm 来表示信号强度。正如第 2 章所讨论的，dBm 实际上是单位为 mW 的功率的对数表达法。发射信号的强度可以用单位为每米微伏（μV/m）的场强更精确切地表述，包含整个天线的接收机灵敏度常用μV/m 表示。单位 dBm 和μV/m 之间可以很方便地进行转换。

3.1.4 极化

以电子战的观点来看，极化最重要的影响是若它与接收信号的极化不匹配其接收的功率将降低。一般而言，线极化天线在极化方向的图形是一条直线（例如，垂直极化天线在极化方向的图形往往是垂直的）。圆极化天线在极化方向的图形是圆，它们既可以是右旋圆极化（RHC），也可以是左旋圆极化（LHC）。图 3.2 所示为各种极化匹配下的增益衰减。

极化在电子战应用中的一个重要诀窍是利用圆极化天线来接收方位未知的线极化信号，虽然会有 3dB 的极化损失但可避免采用交叉极化将产生的 25dB 损失。当接收信号可能是任意极化方式时（即任一线极化或圆极化），通常的惯例是采用 LHC 和 RHC 天线进行快速测量并选择较强的信号。在电子战系统通用天线类型（通常覆盖很宽的频率范围）中，交叉极化天线的 25dB 极化损失是正

常的。窄带天线（例如，通信卫星链路中的）通过精心设计可以实现 30dB 以上的交叉极化隔离度。而雷达告警接收机系统中的小型圆极化天线可能只有 10dB 的交叉极化隔离度。

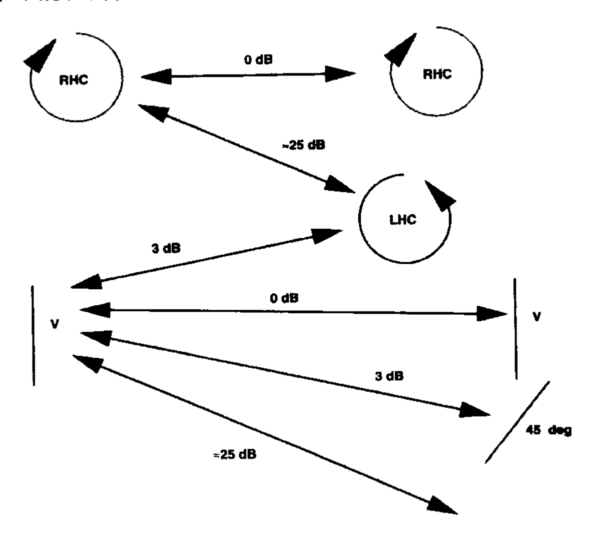


图 3.2 交叉极化的损失范围为 0～25dB。注意任一线极化和圆极化的组合都有 3dB 的损失

3.2 天 线 类 型

电子战应用中采用了许多不同类型的天线。这些天线的角度覆盖范围、所提供的增益、极化方式、体积和形状等参数各不相同。最佳天线的选择与实际应用场合密切相关，通常需要折中考虑性能和对其他系统设计参数产生重大影响的因素。

3.2.1 天线的选择

为了完成特定电子战应用所需的功能，天线必须提供适当的角度覆盖、极化方式和频带宽度。表 3.2 给出了根据总的性能参数选择天线的原则。在该表中，角度覆盖只划分为“360 度方位”和“定向”。

具有 360 度方位覆盖的天线常被称为“全向天线”。全向天线将提供一致的球形覆盖，但这种天线只能提供有限的仰角覆盖。尽管如此，对必须随时接收来自任意方向的信号或在所有方向上发射信号的大多数应用而言，它们是“全向的”。

定向天线提供有限的方位覆盖和仰角覆盖。尽管它们必须指向目标发射机或接收机位置，但它们提供的增益一般大于 360 度方位覆盖的天线。定向天线的另一个优点是它们大大降低了接收的无用信号电平，或者是将有效辐射功率发射到敌接收机。

此外，表中的极化方式、频带宽度（宽或窄）都是有区别的。在多数电子战应用中，宽频带意味着大于一个倍频程（有时更多）。

表 3.2　根据其角度覆盖、极化方式和频带宽度选择发射或接收天线

角度覆盖	极化	带宽	天线类型
360 度方位	线	窄	鞭状、偶极子、环形
		宽	双锥或万十字章型
	圆	窄	法向模螺旋
		宽	菩提树型天线或四臂锥螺旋
定向	线	窄	八木、偶极子阵或喇叭馈源抛物面
		宽	对数周期、喇叭或对数周期馈源抛物面
	圆	窄	轴向模螺旋、带有极化器的喇叭或交叉偶极子馈源抛物面
		宽	背腔螺旋、锥螺旋或螺旋馈源抛物面

3.2.2　各种天线的特性

图 3.3 简要总结了用于电子战的各类天线的参数。就每一类天线而言，左边一栏给出了天线的物理特性图。中间一栏给出了该类天线大概的仰角与方位增益图，特定天线的实际增益图将由其设计所决定。右边一栏汇总了期望获得的典型指标。之所以称其为典型指标，是因为天线的指标参数范围可能非常广。例如，从理论上讲，采用任何频率范围内的任何天线都是可行的，但实际中都要考虑体积、安装及合适的使用，这就导致了特定的天线类型用于“典型”

的频率范围。

天线类型	方向图	典型指标
偶极子	El Az	极化：垂直 波束宽度：80°×360° 增益：2dB 带宽：10% 频率范围：0～微波
鞭状	El Az	极化：垂直 波束宽度：45°×360° 增益：0dB 带宽：10% 频率范围：HF～UHF
环形	El Az	极化：水平 波束宽度：80°×360° 增益：-2dB 带宽：10% 频率范围：HF～UHF
法向模螺旋	El Az	极化：水平 波束宽度：45°×360° 增益：0dB 带宽：10% 频率范围：HF～UHF
轴向模螺旋	Az & El	极化：圆 波束宽度：50°×50° 增益：10dB 带宽：70% 频率范围：UHF～低微波
双锥	El Az	极化：垂直 波束宽度：20°×100°×360° 增益：0～4dB 带宽：4比1 频率范围：UHF～毫米波
菩提树型天线	El Az	极化：圆 波束宽度：80°×360° 增益：-1dB 带宽：2比1 频率范围：UHF～微波
万十字章型天线	El Az	极化：水平 波束宽度：80°×360° 增益：-1dB 带宽：2比1 频率范围：UHF～微波
八木	El Az	极化：水平 波束宽度：90°×50° 增益：5～15dB 带宽：5% 频率范围：VHF～UHF
对数周期	El Az	极化：垂直或水平 波束宽度：80°×60° 增益：6～8dB 带宽：10比1 频率范围：HF～微波

天线类型	方向图	典型指标
背腔螺旋	Az & El	极化：右&左旋圆 波束宽度：60°×60° 增益：-15dB(最小频率) +3dB(最大频率) 带宽：9比1 频率范围：微波
锥螺旋	Az & El	极化：圆 波束宽度：60°×60° 增益：5～8dB 带宽：4比1 频率范围：UHF～微波
四臂锥螺旋	El Az	极化：圆 波束宽度：50°×360° 增益：0dB 带宽：4比1 频率范围：UHF～微波
喇叭	El Az	极化：线 波束宽度：40°×40° 增益：5～10dB 带宽：4比1 频率范围：VHF～毫米波
带极化器的喇叭	El Az	极化：圆 波束宽度：40°×40° 增益：4～10dB 带宽：3比1 频率范围：微波
抛物面	Az & El	极化：取决于馈源 波束宽度：0.5°×30° 增益：10～55dB 带宽：取决于馈源 频率范围：UHF～微波
相控阵 阵元	El Az	极化：取决于阵元 波束宽度：0.5°×30° 增益：10～40dB 带宽：取决于阵元 频率范围：VHF～微波

图 3.3 每种天线都有特定的增益图和典型指标，这是由天线的具体设计决定的

3.3　抛物面天线的参数折中

应用于电子战及其他许多场合中的最灵活的一种天线是抛物面天线。抛物线的定义是将来自一个点（焦点）的射线反射为一组平行线。在抛物面的焦点处放置一个发射天线（称为馈源），从理论上讲就可以使到达抛物面的所有信号功率处于同一方向。理想馈源天线可将其全部能量辐射到抛物面上（实际上，大多数情况下能辐射 90%的能量到抛物面就是理想的）。实际天线方向图将生成一个主瓣、一个后瓣和一些副瓣。

天线反射器的体积、工作频率、效率、有效天线面积均与增益有关。下面几个图表描述了这种关系。

3.3.1　增益与波束宽度

图 3.4 所示为增益与效率为 55%的抛物面天线的波束宽度间的关系。该效率是带宽相当小（约 10%）的商用天线可以达到的效率。对电子战和侦察领域常用的宽带天线（一个倍频程以上）而言，该效率将小于 55%。假定波束在方位和仰角上对称。

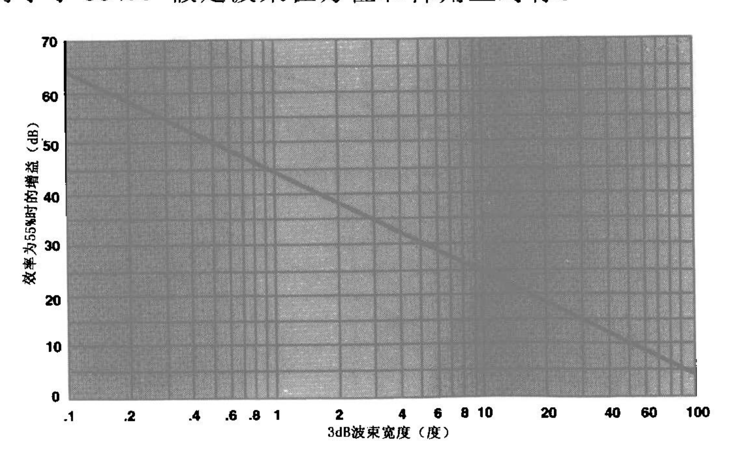


图 3.4　增益与效率为 55%的抛物面天线的波束带宽间的关系

3.3.2 天线有效面积

图 3.5 所示为工作频率、天线视轴增益和天线有效面积之间的关系。图中所示的是有效面积为 1m^2 的全向天线（0dB 增益），可以看出，其对应的频率约为 85MHz，该图可用以下方程表示：

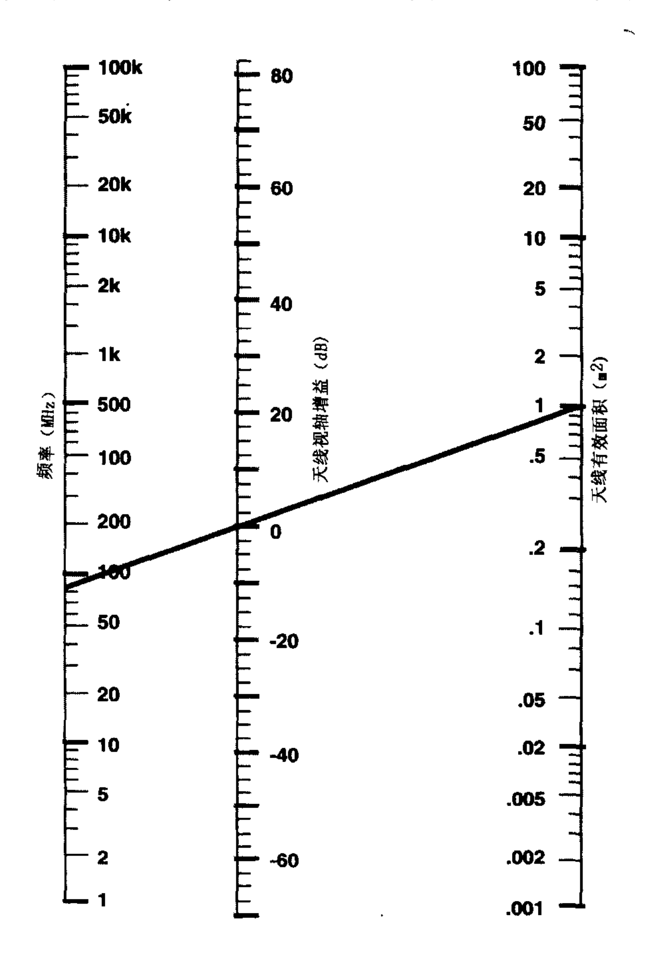


图 3.5 天线的有效面积是其增益和工作频率的函数

$$A=38.6+G-20\log(F)$$

其中，A 为面积（单位：dBsm，即相对于 $1\mathrm{m}^2$ 的 dB 值），G 是视轴增益（dB），F 为工作频率（MHz）。

3.3.3　天线增益与直径和频率的关系

利用图 3.6，可根据直径和工作频率来确定天线的增益。注意：这是特指效率为 55%的天线。图中的直线表明直径为 0.5m、效率为 55%的天线，在 10GHz 频率处的增益约为 32dB。该图假定天线是抛物面天线，其增益用以下方程表示：

$$G=-42.2+20\log(D)+20\log(F)$$

其中，G 为天线增益（dB）；D 为反射器直径（m）；F 为工作频率（MHz）。

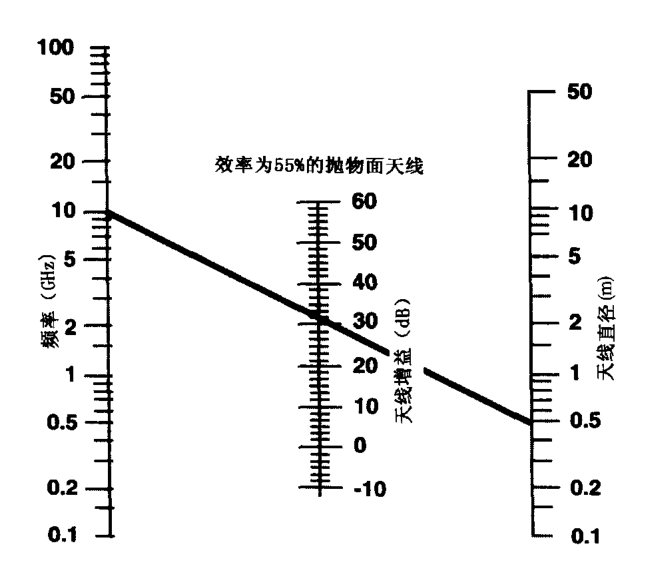


图 3.6　抛物面天线的增益与其直径、工作频率和天线效率有关

表 3.3 给出了天线增益的调整与天线效率的关系。由于图 3.4

和图 3.6 都假设天线的效率为 55%，因此该表在将确定的增益调整为其他效率值的天线增益时非常有用。

表 3.3　利用此表可以将效率为 55%的天线的增益修改为其他效率下的增益

天线效率	调整增益（与 55%的效率相比）
60%	加 0.4dB
50%	减 0.4Db
45%	减 0.9dB
40%	减 1.4dB
35%	减 2dB
30%	减 2.6dB

3.3.4　非对称天线的增益

上述讨论均假设天线波束是对称的，即波束的方位和仰角相等。效率为 55%的非对称抛物面天线的增益可由下列方程确定：

$$\text{增益}=[29\,000/(\theta_1\times\theta_2)]$$

其中，θ_1 和 θ_2 为两个正交方向（如垂直和水平）的 3dB 波束宽度。显然，将上式右边的值取对数再乘以 10 就转换为增益的 dB 值了。

虽然这个方程是经验式，但是它可以通过假定增益等于集中在 3dB 波束宽度内的能量而导出（相当接近）。因此，增益等于球体表面积与位于球面的、长短轴（其大小是用球心角来度量的）分别为表示天线波束覆盖范围（请记住效率为 55%）的两个角的那个椭圆的表面积之比。

3.4　相控阵天线

基于许多非常现实的理由，相控阵天线在电子战领域正变得越来越重要。在雷达中，相控阵能够从一个目标立即转换到另一个目

标，增强了捕获或跟踪多个目标的效率。但从电子战的角度看，通常这会使通过分析接收信号强度随时间的变化规律来确定威胁雷达的天线参数变得不可能。

将相控阵用于电子战接收天线或干扰天线时，电子战系统可获得与威胁雷达同样的灵活性。例如，干扰机可以将其干扰功率分配到多个威胁和/或立刻从一个威胁移到另一个威胁。在某些应用中，利用一个阵列同时进行接收和干扰是可行的。

当“灵巧蒙皮”技术得以在飞机上实现时，相控阵就达到了其最佳电子战效用。这种方案即是在飞机的大部分或全部蒙皮中都嵌入可以构成大量相控阵的天线阵元。

相控阵的另一个优点就是它可以做得与其携载平台的形状完全相同。研究机载机械扫描天线的空气动力学问题的专家很重视相控阵可与飞机蒙皮共形的能力，因为在试图扩展抛物面天线以指向更宽视角时会遇到很多空气动力学方面的问题。

当然，要获得这些优势是需要在性能及金钱方面付出代价的。下面讲述一些有关相控阵天线性能限制和设计局限的总方针。

3.4.1　相控阵天线工作

如图 3.7 所示，相控阵是与移相器相连的一组天线。用做发射天线时，待发射的信号被分配在天线中，调节每个天线的信号的相位以使从某个选定方向观察的所有信号均同相，从而这些信号将叠加。当从其他角度观察的信号不同相时，信号就不叠加，这就形成了天线波束。用做接收天线阵时，移相器使从选定方向接收的信号在信号合成器中同相叠加。

在线阵中，天线位于一条直线上，该直线受位于一个平面（如水平面）的移相器的限制和控制。在这种情况下，阵列的波束宽度只取决于该平面的移相器。在其他方位（如垂直方向）的波束宽度则取决于该方向的各个天线的波束宽度。

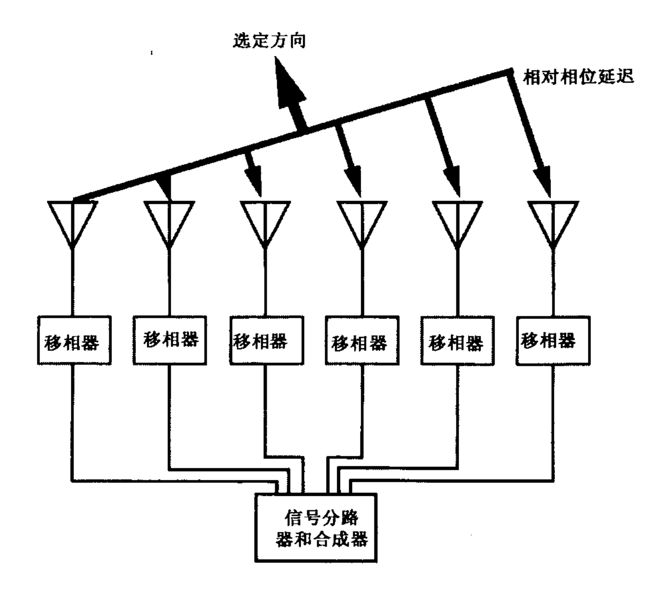


图 3.7 相控阵天线由一系列天线阵元组成，每一个天线阵元均与各被控移相器相连

在平面阵中，天线排列在垂直和水平方向以控制垂直和水平方向的波束宽度，同时可由移相器进行调节。

注意：移相器产生的距离延迟等于信号波长（相移/360°)。

就宽频带工作来说，移相器实际上就是“实时延迟”器件，它将使信号延迟一段时间，但延迟时间与信号的频率无关。

如同其他类型的天线一样，相控阵天线的波束宽度和增益也将相互影响。

3.4.2 天线阵元间隔

通常，构成相控阵的各个天线间的间隔应该为最高频率的半个波长，如图 3.8 所示。这样即可避免产生会降低天线性能的“栅状波瓣”。

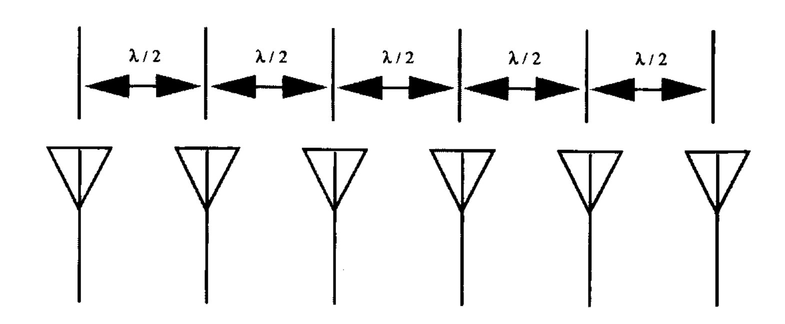


图 3.8　为了避免产生栅状波瓣，天线阵元的间隔
必须不大于最高频率的半个波长

3.4.3　相控阵天线的波束宽度

具有偶极子阵元的相控阵的波束宽度由下式确定：

$$波束宽度 = 102/N$$

其中，N 为阵列的阵元数，波束宽度的单位为度。

例如，10 阵元水平线阵的水平波束宽度为 10.2°，这是在与阵列天线的方位成直角的方向上的波束宽度。对增益较高的阵列天线而言，波束宽度等于阵元波束宽度除以 N。

如图 3.9 所示，随着波束偏离阵列视轴一个角度，波束宽度将增大的倍数等于该角度的余弦值。在波束宽度为 10.2° 的情况下，若波束被控制到距视轴 45° 的位置，则波束宽度会增加到 14.4° 。

3.4.4　相控阵天线的增益

阵元间隔为半个波长的相控阵天线的增益可由下式求出：

$$G=10\log_{10}(N)+G_e$$

其中，G 为相控阵的增益；N 为相控阵的阵元数；G_e 为各个阵元的增益。

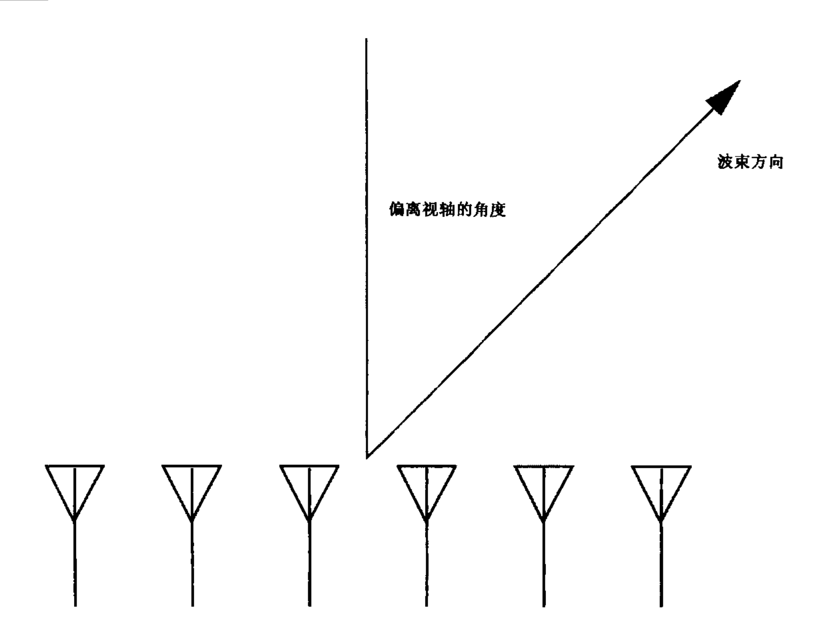


图 3.9 相控阵的增益下降的倍数等于视轴偏离角的余弦。而波束宽度增加了同样的倍数

例如，如果每个阵元的增益为 6dB，且有 10 个阵元，那么相控阵的增益将为 16dB。如图 3.9 所示，阵列增益降低的系数等于视轴偏离角的余弦，但这是增益系数，而不是增益的 dB 值。在 dB 形式中，阵列增益降低的系数为：

$$10\log_{10}(\text{视轴偏离角的余弦})$$

对视轴偏离角为 45° 的情况来说，阵列增益下降了 0.707 或 1.5dB。

3.4.5 波束控制限制

阵元间隔为半个波长的相控阵只能被调控到距视轴约 45° 的位置。如果阵元间隔更小（将降低视轴增益），则它可以被调控到 60° 的位置。

第4章 接 收 机

接收机是每一类电子战系统的重要组成部分。接收机的种类很多，它们的特性决定了其作用。本章首先讲述在电子战应用中最重要的接收机类型。然后介绍将多种接收机用于一个应用的接收机系统。最后，介绍各种接收机的灵敏度计算方法。

理想电子战接收机能够在所有时间内以极高的灵敏度检测出全频段范围内的各种信号。它不仅能检测并解调多个同时信号（包括强信号中的微弱信号），而且体积小、重量轻、成本低、功耗小。

遗憾的是，这样的接收机还没有研制出来。大多数复杂系统是将几种接收机类型组合在一起以在特定信号环境中获得最佳效果。表 4.1 列出了电子战系统使用的 9 种最常见的接收机类型及其常规特性。表 4.2 列出了每类接收机的特性。

表 4.1　电子战系统常用的接收机类型

接收机类型	常规特性
晶体视频	宽带瞬时覆盖；低灵敏度、无选择性；主要用于脉冲信号
瞬时测频	覆盖范围、灵敏度和选择性同晶体视频；测量接收信号的频率
调谐式射频	同晶体视频，但提供频率隔离和稍好点的灵敏度
超外差	最常用的接收机，有良好的选择性和灵敏度
固定调谐	良好的选择性和灵敏度；针对一个信号
信道化	具有良好的选择性、灵敏度和宽带覆盖
布拉格小盒	宽带瞬时覆盖；低动态范围；多个同时信号；不解调
压缩	提供频率隔离；测频；不解调
数字化	高度灵活；可处理参数未知的信号

表 4.2 电子战接收机的特性

接收机类型	接收机能力									
	接收脉冲	接收连续波	测量频率	选择性	多信号	灵敏度	频率覆盖	截获概率	动态范围	解调信号
晶体视频	Y	N	N	P	N	P	G	G	G	Y
瞬时测频	Y	Y	Y	P	N	P	G	G	M	N
调谐式射频	Y	Y	Y	M	Y	P	G	P	G	Y
超外差	Y	Y	Y	G	Y	G	G	P	G	Y
固定调谐	Y	Y	Y	G	Y	G	P	P	G	Y
信道化	Y	Y	Y	G	Y	G	G	G	G	Y
布拉格小盒	Y	Y	Y	G	Y	M	G	G	P	N
压缩	Y	Y	Y	G	Y	G	G	G	G	N
数字化	Y	Y	Y	G	Y	G	G	M	G	Y

注：G=良好　M=适中　P=差　Y=是　N=否

通常，晶体视频接收机和瞬时测频（IFM）接收机用于在高密度脉冲信号环境中工作的中、低成本系统。这两种接收机均可提供100%的宽频覆盖范围，但不能处理多个同时信号。这样，在其频率范围内任何频率点的高功率连续波（CW）信号都会大大降低接收机接收脉冲的能力。而且，因它们的灵敏度较低，所以在强信号背景中工作最好。在现代系统中，这两种接收机常常与窄带接收机组合来解决问题。

由于固定调谐接收机和超外差接收机是窄带的，因此它们常与其他类型的接收机组合以隔离同时信号并改善灵敏度。调谐式射频（TRF）接收机也隔离同时信号。当然，这些类型的接收机存在的问题是它们在任何时刻只覆盖频谱的有限部分，致使其接收非预定信号的概率较低。

布拉格小盒接收机和压缩接收机提供瞬时宽频覆盖范围，可以

处理多个同时信号，但是不能解调信号。

信道化接收机和数字接收机是未来的趋势。它们能提供电子战系统需要的大部分接收机性能参数，但是它们的体积、重量和功率规格反映了元件和子系统小型化的技术发展水平。在目前的技术水平下，这两种接收机的体积大、重量大、功耗大、价格昂贵，因此只能在相当复杂的系统中执行最艰巨的任务。

4.1　晶体视频接收机

晶体视频接收机是目前使用的最简单的一类接收机，它由晶体二极管检波器和视频放大器组成。它对输入到检波器的从直流到极高微波频率的每一个信号进行幅度解调。所有这些信号的调幅信号都在视频放大器中进行合并输出。

晶体视频接收机通常与一个带通滤波器相连接，因此只有感兴趣的某些频带内（如 2～4GHz）的信号才能被接收并输出。一般来说，对数视频放大器用于这类接收机，以提供较大的动态范围。

输入到晶体检波器的信号的功率很低，以致检波器工作在“平方律特性”区域——即输出是输入功率而不是信号电压的函数。（在其他类型的接收机中，检波约在 10mV 电平进行，因此检波器可工作在“线性”区域。）考虑到大多数电子战系统都依靠自动脉冲处理（需要 15dB 以上的信噪比）且必须有足够的带宽来处理最窄的预定脉冲，对晶体视频接收机而言，其灵敏度的有效经验数据目前是–40～–45dBm。

晶体视频接收机的输出是幅度与接收的每个射频脉冲的信号功率成正比、并具有相同起始与终止时间的一系列脉冲。当两个接收脉冲交叠时，输出就是两者的合成。一个强的带内连续波信号将与所有的脉冲合成，从而使视频输出的幅度失真。

如图 4.1 所示，晶体视频接收机通常包含带通滤波器和前置放

大器。采用最佳的前置放大器增益，前置放大的晶体视频接收机的灵敏度为：

$$S_{max}=-114\text{dBm}+N_{PA}+10\log_{10}(B_e)+\text{SNR}_{RQD}$$

其中，S_{max}=具有最佳前置放大器增益的灵敏度（dBm）；N_{PA}=前置放大器的噪声系数（dB）；B_e=有效带宽（MHz）=（$2B_rB_v-B_{v2}$）$^{1/2}$；SNR_{RQD}=所需信噪比（dB）。

对典型结构的现代晶体视频接收机而言，采用自动处理输出，通过前置放大后灵敏度最终可以提高到−65～−70 的范围。

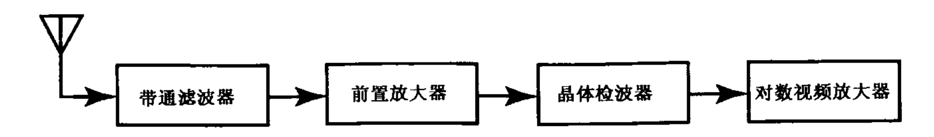


图 4.1 晶体视频接收机通常与带通滤波器和前置放大器一起使用，以适合其频率覆盖范围并改善其频率覆盖和灵敏度

4.2 IFM 接收机

顾名思义，瞬时测频接收机（IFM）仅测量射频输入信号的频率。基本的 IFM 电路产生一对与所接收的射频信号有关的信号，这些信号经过量化生成直接数字频率读数。如图 4.2 所示，输入带宽是有限的，IFM 电路中的延迟线调节其输出范围以便以最大精度非模糊地覆盖输入频段。由于 IFM 电路对信号电平比较敏感，所以 IFM 接收机的输入首先通过一个硬限幅放大器以产生恒定的信号电平。

前置放大的 IFM 接收机与晶体视频接收机相比灵敏度大致相同，但动态范围稍微小些。图 4.2 中的可变衰减器可将 IFM 接收机的动态范围扩展到与晶体视频接收机的动态范围相同的水平。IFM 接收机通常能够度量的最小信号频率约为其输入频率范围的 1/1000

（如在 2～4GHz 范围内的分辨率为 2MHz）。这种接收机能在非常短的脉冲内（几微秒）足够快地测量频率，但是如果存在一个以上的强度相当的信号，则会给出无意义的读数。较强的带内连续波信号会妨碍 IFM 接收机准确地测量脉冲的频率。

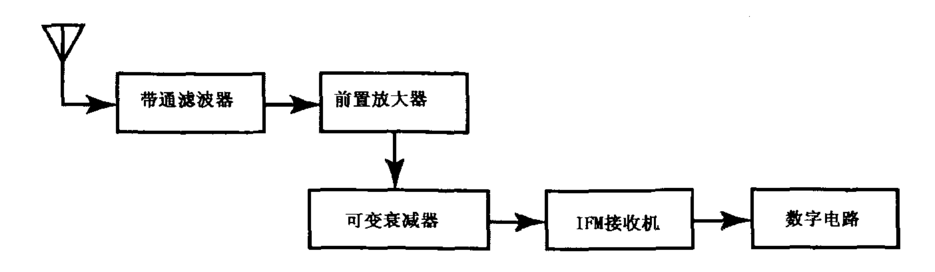


图 4.2　瞬时测频接收机提供脉冲或连续波信号的射频频率读数

4.3　调谐式射频接收机

在无线电广播发展初期，许多接收机都采用调谐式射频（TRF）设计，这些设计采用了多级调谐式滤波。后来，简单的超外差接收机设计在很多场合取代了 TRF 接收机设计。然而，电子战接收机设计采用的是另一种有时也称为调谐式射频的设计方法，如图 4.3 所示。

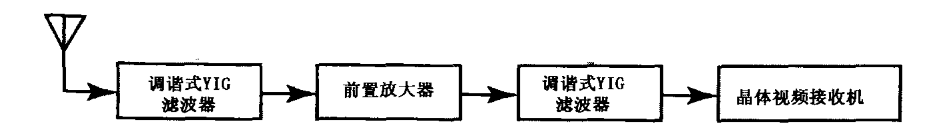


图 4.3　采用调谐式 YIG 滤波器来隔离同时信号的晶体视频接收机常常被称为调谐式射频接收机

TRF 接收机基本上是一个其输入频率范围受限于调谐式 YIG 带通滤波器的晶体视频接收机。这样晶体视频接收机就能够控制多

个同时信号，并且因射频带宽较窄还可提供更高的灵敏度。在系统应用中，TRF 接收机之前还可以增加前置放大器和可变衰减器来扩展其动态范围。

4.4 超外差接收机

超外差接收机非常灵活。由于它采用线性检波器或鉴频器，因此可提供与其预检波带宽和检波后处理增益有关的最佳灵敏度。基本的超外差接收机利用调谐式本振（LO）将一部分射频波段“外差”（即线性移动）到固定的中频（IF）频段。固定中频对提供必要的增益和滤波器的选择性是非常有效的。

隔离干扰信号是通过增加一个调谐式预选滤波器来实现的，控制该滤波器及本振从而选择仅被转换为 IF 宽带的输入频谱部分。图 4.4 所示为带有调谐式预选滤波器的简单超外差接收机。

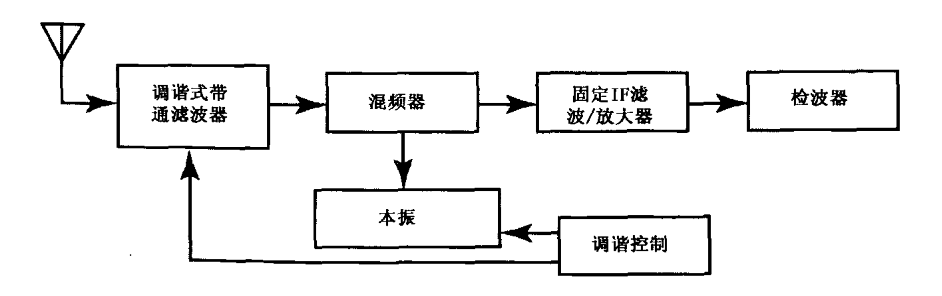


图 4.4 通过选择滤波器参数，超外差接收机可在灵敏度、选择性和带宽之间获得最佳折中

调节预选器和 IF 带宽，可以获得最佳的灵敏度、选择性和瞬时频谱覆盖。更复杂的超外差接收机设计（包括多次转换），有时需要覆盖较大的频率范围或在复杂信号环境中提供较大的隔离。接收机常包含有可选择的 IF 带宽和检波器/鉴频器以应对不同的信号调制。

超外差接收机常被用于基本上是窄带的电子战侦察系统（如通信频段的 ESM 系统和许多 ELINT 搜集系统）。它们还被附加到宽带系统中以完成困难的任务（如连续波信号的详细参数分析）。

4.5　固定调谐式接收机

在需要监视单个信号（或始终位于一个频率处的多个信号）的场合，采用固定调谐式接收机比较合适，通常是纯正的 TRF 接收机或带有预调本振的超外差接收机。这两种简单接收机都能提供对单个频率的 100%的截获概率。

4.6　信道化接收机

一组可连续设置通带（通常一个接收机的 3dB 带宽的上限所处的频率与相邻的下一个接收机的 3dB 带宽的下限所处的频率相同）的固定频率接收机称为信道化接收机，如图 4.5 所示。这是一个理想的接收机类型。它在每个通道提供解调的信号输出，具有较窄的带宽，能提供极好的灵敏度和选择性。在其频率范围内，能提供 100%的信号截获概率，也能全特性接收位于不同频率通道的多个同时信号。

当然，这种接收机实现起来比较困难。如果要求在 2～4GHz 的频率范围内有 1MHz 的隔离，那么将需要 2000 个信道。而 2000 个独立的接收机，需要的体积、重量和功率为单个接收机的 2000 倍。值得欣慰的是封装技术在不断向前发展，小型化技术也使每个信道的体积、重量、功率和成本在以惊人的速度下降。但这些技术进步尚未能使信道化接收机到达可用的程度。

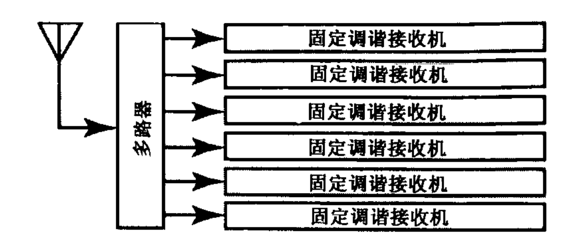


图 4.5 信道化接收机是覆盖某个频率范围的一组固定调谐接收机，它能 100%地接收和探测多个同时信号

典型的信道化接收机有 10 个或 20 个信道，可覆盖电子战系统必须处理的 10%或 20%的频率范围。利用可转换的频率变换器，选取该系统的部分频率范围并转换到单个信道化接收机覆盖的频段。因此，信道化接收机用于解决在电子战系统频率范围内出现的难题（如连续波信号、多个同时信号或特别关键的参数）。它是一个可以根据优先方案谨慎使用（在计算机控制下）的很有价值的设备。

4.7 布拉格小盒接收机

图 4.6 所示的布拉格小盒接收机是一个能处理多个同时信号的瞬时频谱分析仪。放大到高功率电平的射频信号被施加到一个晶体“布拉格小盒”，它通过产生间隔与接收机输入端的射频信号波长成正比的内部压缩线来起作用。这将导致激光波束在与所存在的射频成比例的角度处折射。这些折射波束聚焦在光检测阵列。该阵列检测所有绕射波束分量的偏转角并生成可以确定所有输入信号频率数字读数的输出信号。

实际上，布拉格小盒接收机用于确定信号的频率，因此窄带接收机可迅速地被调谐以对其进行处理。其灵敏度与具有相同频率分辨率的超外差接收机的灵敏度量级相当。

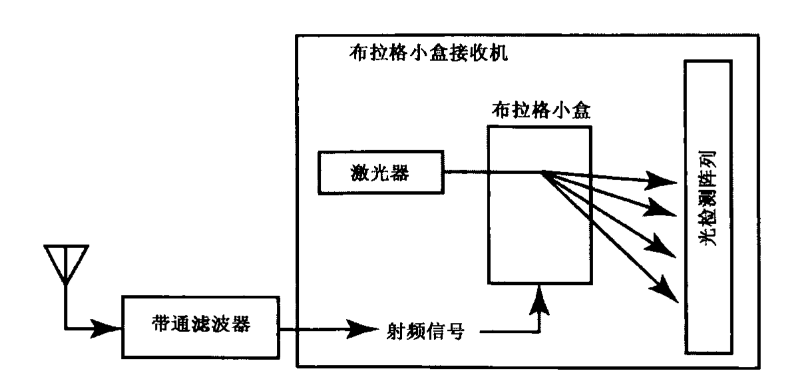


图 4.6　布拉格小盒接收机提供瞬时的、全频段测频，并处理多个同时信号

布拉格小盒接收机的动态范围有限，这是至今 30 多年来一直试图解决的问题。尽管适用于某些场合，但布拉格小盒技术正被持续发展的信道化接收机和数字接收机技术所超越。

4.8　压缩接收机

图 4.7 所示为压缩接收机（又称为微扫接收机）的组成方框图。它基本上是一个快速调谐的超外差接收机。通常，超外差接收机（或任何其他类型的窄带接收机）只能以一个速率调谐，并使其带宽驻留在一个频率上的时间等于或大于其带宽（即一个带宽为 1MHz 的接收机必须在每个频率上驻留至少 1μs 的时间）。压缩接收机的调谐速率比该速率快很多，但是其输出通过一个压缩滤波器后产生了一个与频率成比例的延迟。延迟与频率的关系正好补偿了接收机的扫描速率。因此，随着接收机带宽扫过信号，接收机的输出在时间上被相干压缩以生成一个强尖峰信号。最终的输出是接收机调谐的全频带频谱显示。

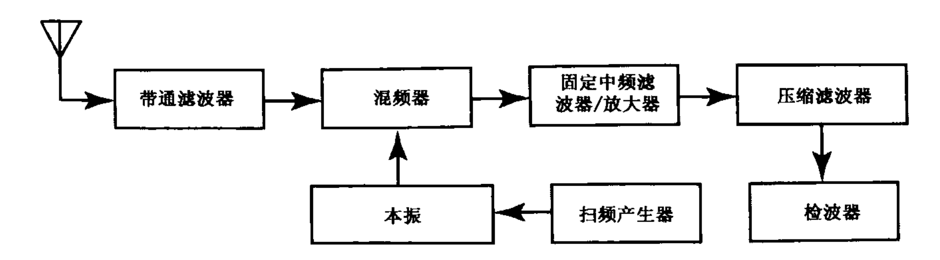


图 4.7　压缩接收机的扫频速度比常规的一个宽带限制快得多，它采用匹配的压缩滤波器积累接收信号以便测量接收机频率范围内的所有信号的频率

同布拉格小盒一样，压缩接收机对多个同时信号提供 100%的截获概率，其灵敏度与具有相同频率分辨率的常规超外差接收机的灵敏度相等，但动态范围更大。与布拉格小盒类似，它也不能解调信号，因此常常在检测新信号以便交予窄带接收机时更有用。

4.9　数字接收机

图 4.8 所示的数字接收机似乎是未来最大的希望。它主要是将信号数字化以便计算机进行处理。由于软件可以模拟任何类型的滤波器或解调器（包括在硬件中难以实现的那些类型）的功能，数字化的信号能够进行最佳滤波、解调和检波后处理等。

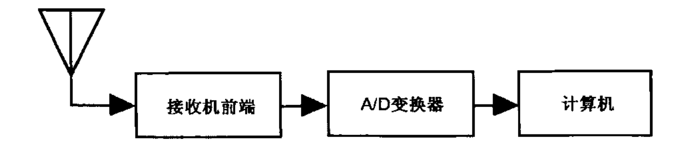


图 4.8　数字接收机将其中频通带量化，然后用适当的软件实现滤波和解调功能以恢复所接收的信号

当然，问题主要是如何实现数字接收机。其中最关键的部件是模数（A/D）变换器。在待量化信号的每个最高频率周期中，必须

采样两次才能为计算机提供适合的信号。虽然技术发展水平日新月异，但可量化的最高频率和可提供的最大分辨率仍然有限。

计算机的处理能力也是有限的（仍在不断进步），其处理能力限制了信号的数据吞吐量。复杂的软件需要大量的存储和处理内存。计算机的能力与体积、重量、功率和成本有很大关系。

尽管技术发展很快，但要实现全频段的数字接收机仍然是不切实际的，因此系统必须将一部分频率范围转换为数字接收机可以覆盖的频段。该频段有时被变换到“零中频”（中频段的低端接近直流），即对中频进行二次采样。中频二次采样的采样速率远低于中频，但等于待量化信号最高调制速率的两倍。

4.10　接收机系统

实际上，现代电子战侦察系统需要多种接收机才足以完成其任务。图 4.9 所示为典型接收机系统（或子系统）的结构。来自一个或多个天线的输入信号或者进行功率分配（如果所有接收机工作在全频率范围）或者进行分路（如果接收机工作在系统频率范围的不同部分）。在复杂系统中，该信号分配包括这两种情况的组合。

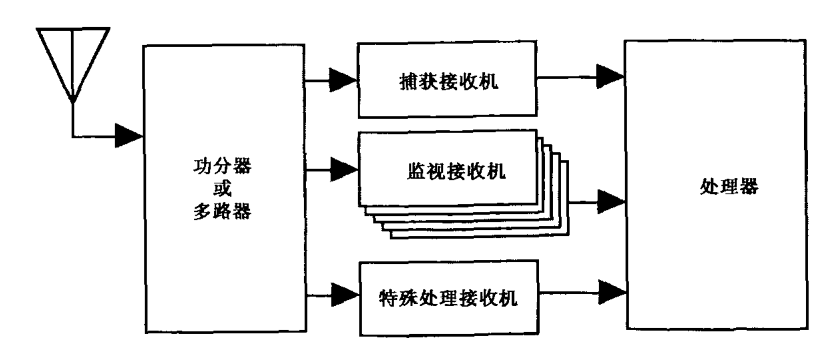


图 4.9　实际上，所有现代电子战侦察系统都采用多种接收机来最佳地完成不同任务

采用窄带接收机的电子战侦察系统通常分派单个接收机（或接收机组）来搜索新的信号，然后将这些信号传送给专用接收机。在需要时，这些专用接收机以指定的带宽和解调设置保持在其指定频率上以便对信号进行深入分析，除非它们被重新分派给优先级更高的信号。

另一个常见的应用是采用一个特殊的处理接收机（比其他接收机更复杂的接收机）来提供由一个监视接收机处理的信号的额外信息。

下面是在电子战侦察系统中协同工作的多种接收机的典型应用实例。这些例子并不试图包含所有可能的途径，只讨论接收机系统的几个重要问题。

4.10.1 晶体视频和 IFM 接收机组合

由于电子支援系统特别是雷达告警接收机（RWR）必须非常迅速地确定它所接收的每个脉冲的所有参数，因此常常将晶体视频和瞬时测频（IFM）接收机配合使用，如图 4.10 所示。晶体视频接收机测量脉冲幅度、脉冲起始时间和终止时间，IFM 接收机测量每个脉冲的频率。

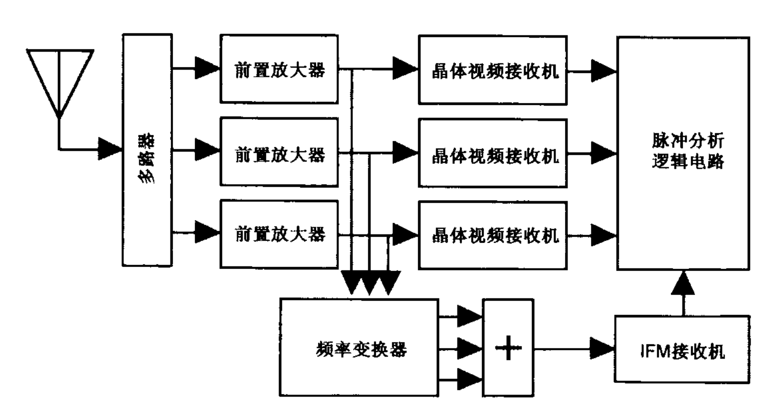


图 4.10 晶体视频接收机和瞬时测频接收机经常组合应用以提供高密度信号环境中的脉冲参数信息

多路器将输入频率范围分为几段，以便每个晶体视频通道覆盖不同的波段（如 2～4GHz、4～6GHz 和 6～8GHz）。频率变换器将这些频段都变换到一个频率范围以便输入到 IFM（如 2～4GHz）。因此，IFM 的输出是模糊的（到 IFM 的 3GHz、5GHz 和 7GHz 似乎都是 3GHz）。然而，脉冲分析仪能接收来自每个不同频段的脉冲。通过将 IFM 测量频率的时间与接收每个频段中脉冲的时间进行相关，脉冲分析仪即可解决 IFM 的测量模糊问题。

4.10.2　用于难处理信号的接收机

当预计在宽频范围信号环境中存在的难处理信号的数目不多时，解决方法就是选择性地采用图 4.11 所示结构的特殊接收机。必须处理密集脉冲环境中的连续波或其他复杂信号的现代 RWR 就是最好的例子。每个频段的接收机都是晶体视频接收机，特殊接收机是超外差接收机、信道化接收机或数字接收机。信号分析逻辑电路根据常规频段接收机所接收的信息、预计环境的先验知识和图 4.10 所示的 IFM 结构选定特殊接收机。如果没有其他提示信息，逻辑电路只能在整个频率范围内以优选的搜索模式轮转特殊接收机。

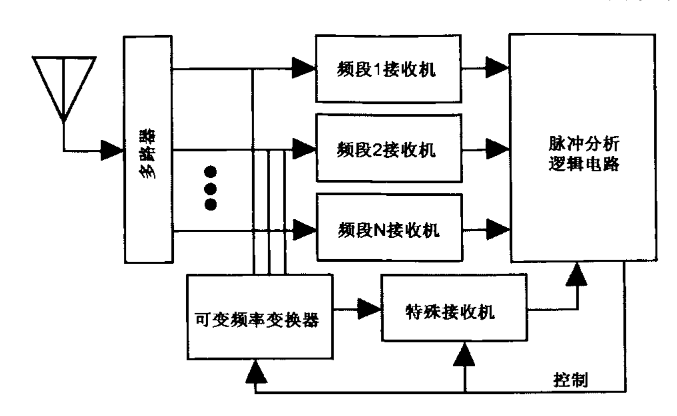


图 4.11　现代 RWR 采用特殊接收机（数字、信道化或超外差）来识别和定位具有不同调制信号的辐射源

在这种情况下，频率变换器将如图 4.12 所示，而特殊接收机将覆盖“频段 1”。系统也可以设计成能将多个转换通道变换到输出，但需要解决频率模糊问题。注意：频率变换器通常可设计为使每个本振适用于多个频段变换器，在任何转换频段内既可以采用高端变换也可以采用低端变换。在高端变换中，本振在输入频段之上；在低端变换中，本振在输入频段之下。取决于输入频段和本振频率，输出频段的频率可能高、可能低，频率的顺序可能是正的、也可能是反的（也就是最低的输入频率给出最高的输出频率）。

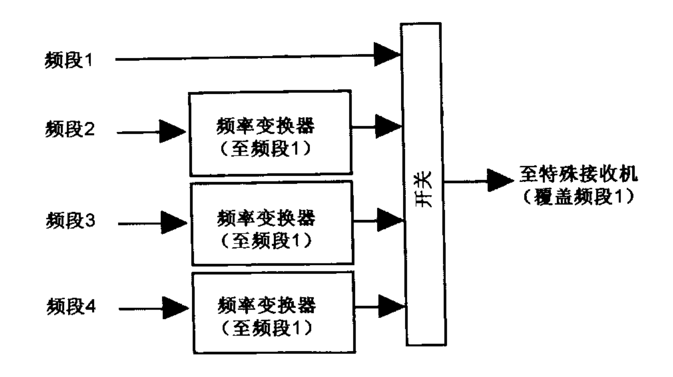


图 4.12　采用一个多频段变换器将系统全频段范围内的相同带宽部分混合到一个频段以便特殊接收机进行处理

4.10.3　几个操作员分时利用特殊接收机

图 4.13 所示为提供特定功能给各个独立分析接收机的特殊接收机。在这种情况下，负责对信号进行深入分析和需要辐射源定位信息的操作员分派任务给测向接收机。与所采用的辐射源定位技术有关（参见第 8 章），测向接收机可能需要额外的天线与几个测向站协同工作。

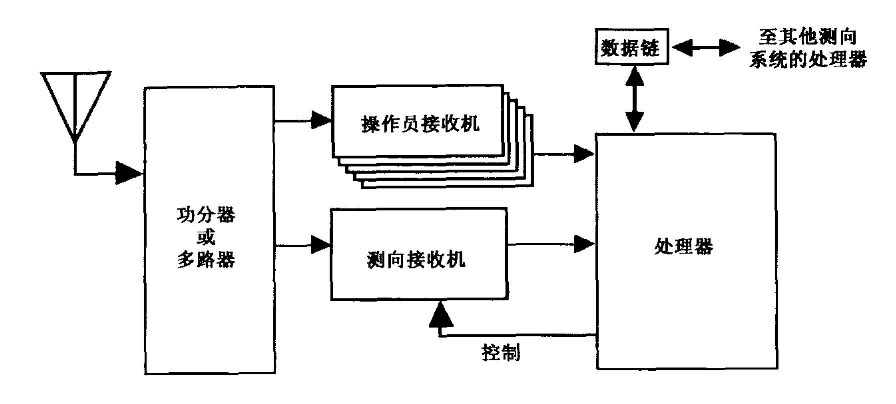


图 4.13　典型通信频段的测向系统在几个操作员间共享每个站的测向接收机

4.11　接收机灵敏度

接收机灵敏度定义了接收机可接收到的并仍能正常工作的最小信号强度。灵敏度是一个功率电平，通常用 dBm 表示（一般是一个较大的负 dBm 数）。它还可以用场强（μV/m）来表示。简单地说，如果链路方程的输出（如第 2 章所定义的）是等于或大于接收机灵敏度的接收功率，则链路在起作用，也就是说接收机能正确地提取发射信号中所包含的信息。如果接收功率小于灵敏度电平，那么所提取的信息质量就达不到要求。

4.11.1　灵敏度定义

尽管并不总是这样，但实际上在接收天线的输出端定义接收系统的灵敏度比较好，如图 4.14 所示。如果在此处定义灵敏度，则可以将接收天线的增益（dB）与到达接收天线的信号功率（dBm）相加来计算进入接收系统的功率。这意味着在计算接收系统的灵敏度时要考虑天线和接收机间的电缆损耗，以及前置放大器和功率分配

网络的影响。当然，如果购买接收机，生产商提供的性能指标都假设天线和接收机之间没有损耗，因此是在接收机输入端定义接收机灵敏度（相对于接收系统灵敏度）。

以上问题的关键是在定义天线增益时必须考虑作为天线（或天线阵）组成部分的电缆、连接器等的损耗。这些看起来似乎微不足道，但在这方面的误解会在购买或销售设备时导致很大的争议。

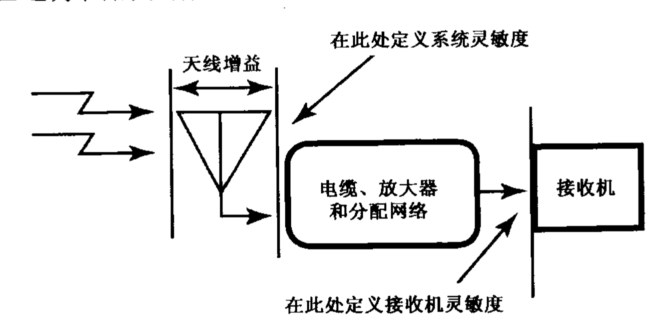


图 4.14 在接收天线的输出端定义接收系统灵敏度，因此在天线处可接收到的最小信号可由灵敏度与天线增益之和来确定

4.11.2 灵敏度的组成

接收机灵敏度包括三个部分：热噪声电平（kTB）、接收系统噪声系数，以及从接收信号中准确提取有效信息所需要的信噪比。

4.11.2.1 kTB

kTB 实际上是三个数值的积：

- k 是玻耳兹曼常数（1.38×10^{-23}J/°K）；
- T 是工作温度（°K）；
- B 是接收机有效带宽。

kTB 定义了理想接收机中的热噪声功率电平。当工作温度设定在 290°K、接收机带宽设定在 1MHz，且结果被转换为 dBm 时，则

kTB 的大概值为−114dBm，常表示为如下：

$$kTB = -114dBm/MHz$$

根据此经验数，可以迅速计算出任何接收机带宽下的理想热噪声电平，例如，如果接收机带宽为 100kHz，kTB 即为−114dBm −10dB= −124dBm。

4.11.2.2　噪声系数

如果不是理想接收机，则接收机会在所接收的信号中额外增加噪声。接收机带宽中的噪声与只存在 kTB 时的噪声之比称为噪声系数。实际上，噪声系数被定义为这个噪声比（噪声/kTB）是相当不真实的，它必须被注入理想的无噪声接收机（或接收系统）的输入端以生成实际存在于其输出端的噪声，如图 4.15 所示。同样的定义适用于放大器的噪声系数。

接收机或放大器的噪声系数由其生产商确定，但是系统噪声系数的确定更复杂些。首先考虑用有损耗的电缆（或其他无增益的无源器件，如无源功分器）将单个接收机与天线相连的简单接收系统。在这种情况下，将天线和接收机之间的所有损耗叠加到接收机的噪声系数上即可确定系统的噪声系数。例如，如果在天线输出端和噪声系数为 12dB 的接收机输入端之间有一根损耗为 10dB 的电缆，则系统的噪声系数为 22dB。

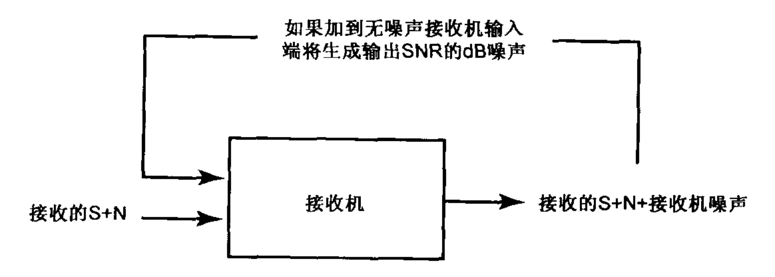


图 4.15　接收机的噪声系数是接收机加到接收信号的、基于接收机输入端的热噪声

现在，讨论包括前置放大器的接收系统的噪声系数，如图 4.16 所示。L_1（天线与前置放大器间的损耗，dB）、G_P（前置放大器的增益，dB）、N_P（前置放大器的噪声系数，dB）、L_2（前置放大器和接收机之间的损耗，dB）、N_R（接收机的噪声系数，dB）定义为变量。该系统的噪声系数（NF）由下式确定：

$$\mathrm{NF}=L_1+N_p+D$$

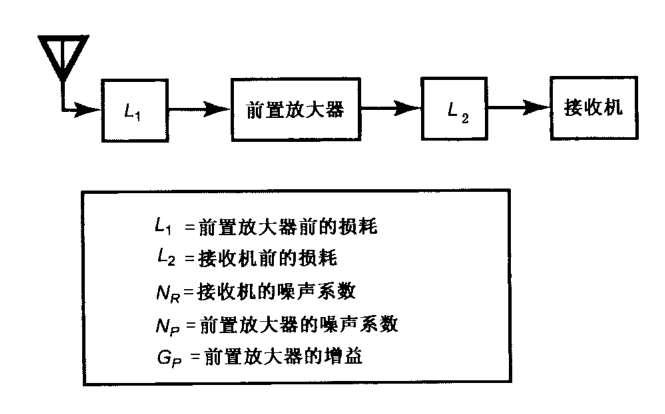


图 4.16　接收系统的噪声系数可能会由于增加了前置放大器而降低

其中，L_1 和 N_p 正好被插入，D 是由于增加了前置放大器而恶化的系统噪声系数。D 的值根据图 4.17 来确定。为利用这个图表，从横坐标上的接收机噪声系数（N_R）值开始画一条垂直线，从噪声系数与前置放大器增益之和再减去前置放大器至接收机间的损耗值（$N_P+G_P-L_2$）处画一条水平线。这两条线相交于恶化系数处（dB）。在图示例子中，接收机噪声系数为 12dB，前置放大器增益与噪声系数相加并减去其至接收机的损耗后的值为 17dB（如增益 15dB，噪声系数 5dB，损耗 3dB），恶化系数为 1dB。如果天线与前置放大器间的损耗为 2dB，则最终的系统噪声系数将为 2dB+5dB+1dB=8dB。

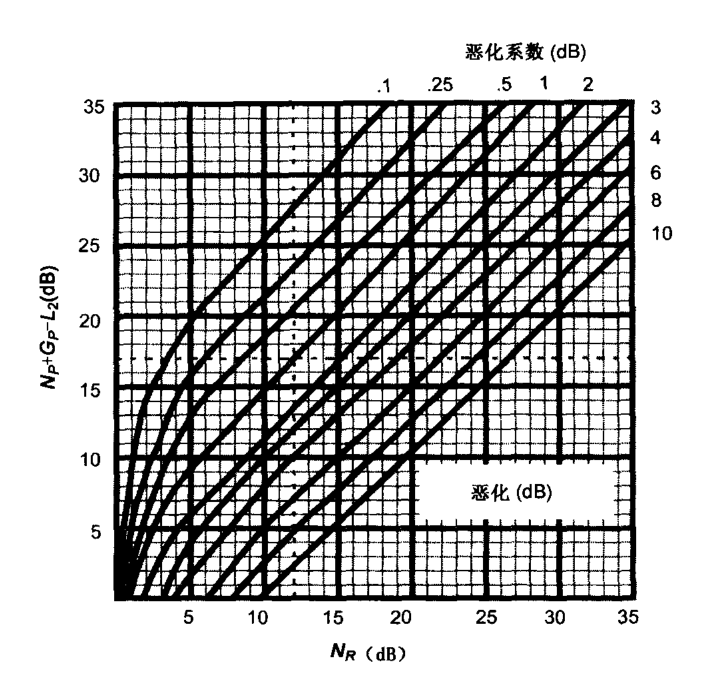


图 4.17　根据此图表可以确定增加了前置放大器后系统噪声系数的恶化程度

4.11.2.3　所需信噪比

接收机履行其功能所需要的信噪比（SNR）主要取决于信号所携载的信息类型、携载信息的信号调制类型、接收机输出端进行的处理类型和信号信息的最终用途。重要的是要认识到必须定义要确定接收机灵敏度所需的信噪比是检波前信噪比，称为射频信噪比（RF SNR）或载波噪声比（CNR）。采用一些调制形式，接收机输出端的信号中的信噪比可以远远大于射频信噪比。

例如：如果接收系统的有效带宽为 10MHz，系统噪声系数为 10dB，且旨在接收脉冲信号进行自动处理，则系统的灵敏度为：

kTB+噪声系数+所需 SNR

=(−114dBm+10dB)+10dB+15dB=279dBm

4.12 调频灵敏度

根据调频（FM）信号的调制性质，调频接收机的灵敏度由接收功率电平和调制特性确定。接收功率必须足够大以使进入调频鉴频器的信噪比（SNR）足以恢复调制。一旦达到此门限，频率调制的宽度即可确定能提高灵敏度的信噪比改善因子。

调频信号将调制信号的幅度变化表示为发射频率的变化，如图4.18所示的正弦波调制信号。最大发射频率偏移（自非调制载波信号的频率）与调制信号的最大频率之比称为调制指数，用希腊字母β表示。

经正确解调后，只要射频信噪比（RF SNR）大于所需的门限，输出信号的质量将比射频信噪比提高一个系数（为β值的函数）。

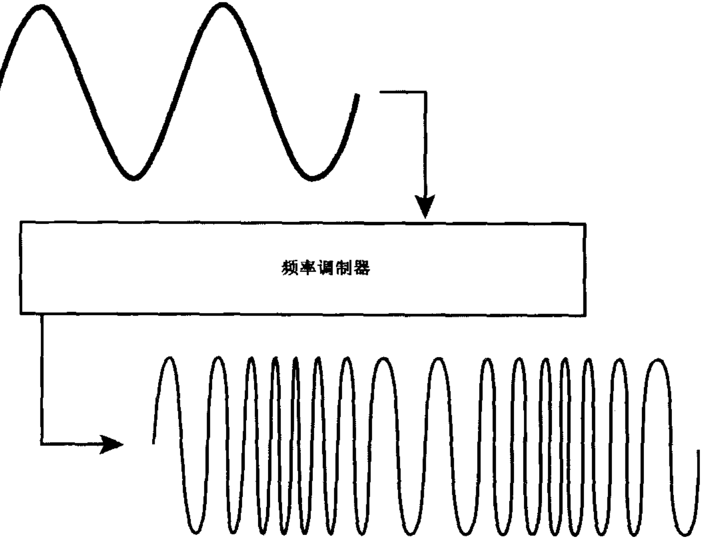


图4.18 频率调制器

4.12.1 调频改善因子

标准调频鉴频器的门限射频信噪比为 12dB。对锁相环型的调频鉴频器来说，该值大约为 4dB。小于接收信号射频信噪比门限值时，输出信噪比严重衰减；大于该门限时，输出信噪比提高的倍数等于一个调频改善因子：

$$IF_{FM}(dB)=5+20\log_{10}\beta$$

例如，如果接收机有一个标准调频鉴频器，接收信号足以产生 12dB 的射频信噪比，接收信号的调制指数为 4，那么调频改善因子为：

$$IF_{FM}(dB)=5+20\log_{10}(4)=5+12=17dB$$

则输出信噪比为：

$$SNR=RF\ SNR+IF_{FM}=12+17=29dB$$

调频改善因子的实现取决于当信号移过接收机时具有合适的带宽。

又如，假设要输出 40dB 的信噪比（无雪花电视图像要求的），如果所发射的电视信号是调制指数为 5 的调频信号，那么所需的射频信噪比（确定接收机灵敏度所需要的）由下式计算：

$$IF_{FM}(dB)=5+20\log_{10}(5)=5+14=19dB$$

所需的 RF SNR=输出 SNR−IF_{FM}=40−19=21dB

4.13 数字灵敏度

数字信号的输出质量与调制参数有关。射频信噪比太低将产生误码。数字信号的优点是只要每个接收机的射频信噪比足以将误码保持在一个可以接受的水平上，它就能在不损失信号质量的情况下多次转发信号。

4.13.1　输出信噪比

被量化的模拟信号的输出信噪比实际上是信号量化噪声比（SQR）。如图 4.19 所示，初始模拟信号被量化，然后在接收机的输出端通过数模变换器恢复为模拟形式，它类似于图中所示的再生数字信号。采用合适的滤波器可以平滑波形的尖角，但再生信号的精度实际上并没有提高，因为被传送的只有数字信号信息。依据信号幅度的量化位数，SQR 的简易表达式为：

$$\mathrm{SQR(dB)}=5+3(2m-1)$$

其中，m 为每个样本的位数。

例如，对每个样本的 6 位量化信号来说，其 SQR 为：

$$\mathrm{SQR(dB)}=5+3(11)=38\mathrm{dB}$$

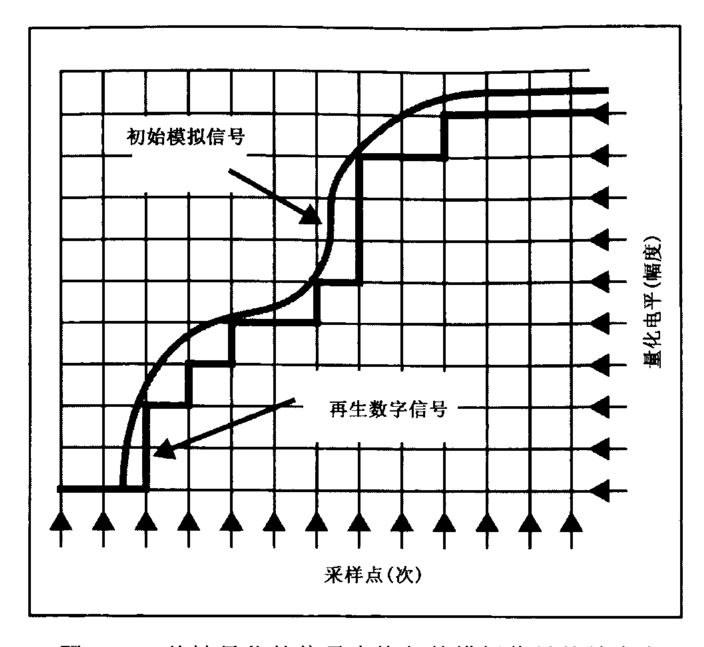


图 4.19　从被量化的信号中恢复的模拟信号的精度在产生量化噪声的量化过程中有所下降

4.13.2 误码率

所有数字格式的信号都是以采用某种调制技术调制在射频载波信号上的一系列“1”和“0”来传送的。可以采用的特定调制类型有很多，每一种都各有其优缺点——包括发射带宽与数字信息码率之比和误码率与射频信噪比性能的关系。大多数情况下，各种调制都需要射频带宽与数字信息之比位于 1 和 2 之间（即 1Mbps 的数据需要 1～2MHz 的发射带宽）。

每种调制类型的误码率与射频信噪比性能的关系都是不同的，但对图 4.20 所示的通用相干相移键控（PSK）调制和非相干频移键

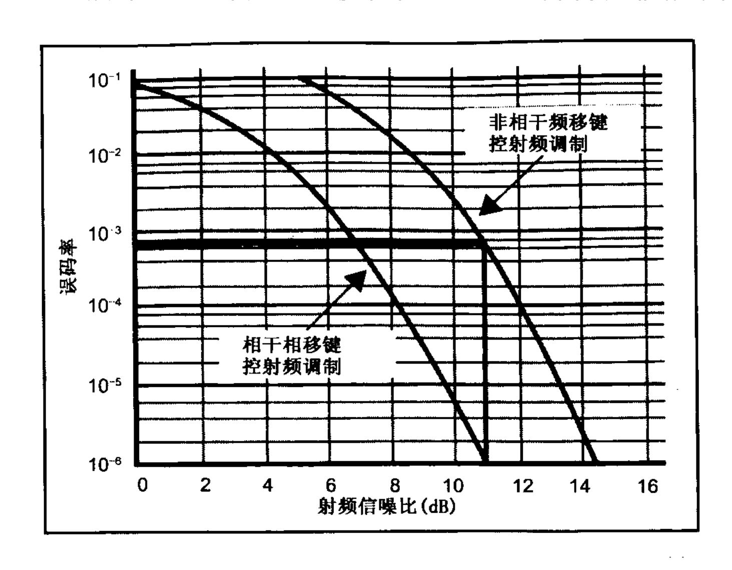


图 4.20 对用来携载数字信息的任何射频调制类型来说，接收信号的误码率都与射频信噪比有关

控（FSK）调制来说，几乎都落在曲线之间。误码率是平均差错位数与发射位数之比。在图示例子中，采用非相干频移键控调制并以

11dB 射频信噪比抵达接收机的数字信号的误码率将稍小于 10^{-3}。如果调制是相干相移键控的，则误码率约为 10^{-6}。请注意：数字信息系统所需的传输精度通常根据“字差错率”或“报文差错率”来确定。在可以用这样的图表将差错率转换为所需的射频信噪比之前，我们需要将其转换为误码率。例如，误码率等于报文差错率与标准报文的位数之比。如果一个标准报文的位数为 1000，且只有 1%的报文是错误的，那么误码率必定为 10^{-5}。

第5章　电子战处理

关于电子战处理有三点必须强调。首先，电子战处理是一个范围很广的主题，本章并不试图涵盖所有的内容。其次，其他章节中的一些内容也考虑了处理问题。本章将参考这些内容，并与目前的讨论相结合。最后，由于计算机硬件能力处于爆炸性增长时期，所以电子战处理技术的发展日新月异。因此，本章重点论述要做什么和为什么这样做，而不是具体实施的硬件和特定软件。

5.1　处理任务

就其本质而言，电子战是对其周围环境中存在的威胁信号做出的响应。因此，从 1940 年现代电子战诞生时起，电子战就需要进行某种处理以确定何时使用电子对抗，以及如何恰当地使用电子对抗。最初，是完全依靠熟练操作员确定存在哪些威胁信号以便采取适当的对抗措施。由于人类无法直接检测射频信号，所以用接收机检测信号，然后以某种方式进行处理并以操作员能够识别的形式进行显示。

随着信号环境变得更为复杂、雷达控制的武器杀伤力更大、所需时间更短，自动检测和识别威胁就变得十分必要。在几乎所有的电子战系统中，威胁识别都是电子战处理的主要任务。

辐射源定位是电子战的另一项基本任务。本书第 8 章将讨论辐射源定位（和测向），因而本章不再涉及。但是，高级处理功能与辐射源定位的作用是密切相关的。

由于现代电子战系统，尤其是机载系统，必须处理许多信号（包括每秒数百万个脉冲），因此从接收的大量射频信号中分离出各个信号可能是关键的处理任务。

现代电子战系统常常是高度综合的，包含了多个传感器和多个对抗系统。所有这些系统资源必须是可控和可协调的。第 4 章已经讨论了在搜索任务中多个接收机的控制问题，但我们还将在某些电子战应用中论述一些更特殊的选择标准。

与干扰直接相关的处理功能将在第 9 章介绍干扰技术时涉及。因此，这里只介绍与干扰机控制有关的处理。

表 5.1 列出了电子战处理的主要类型及其在电子战任务中的作用，这是电子战领域内公认的一种划分。该表格的目的是产生一种逻辑结构，以便我们能在其中讨论电子战处理问题。

表 5.1　电子战处理任务

处理任务	在电子战任务中的作用
威胁识别	根据信号参数确定辐射源类型
信号相关	将信号分量分配给信号以支援威胁识别
辐射源识别	识别各个辐射源（针对辐射源类型）
辐射源定位	确定信号的到达方向或辐射源位置
传感器控制	在数据分析的基础上分配电子战系统的传感器资源
对抗措施控制	以接收的信号数据为基础产生综合电子战系统的对抗措施控制输入
传感器引导	降低窄孔径设备的参数搜索量
人机界面	读控制输入并生成显示
数据融合	融合来自多个传感器或系统的数据以产生电子战斗序列

5.1.1　射频威胁识别

让我们从所接收的 RF 信号参数开始来讨论威胁识别问题。通常，威胁信号参数包括：

- 有效辐射功率；

- 天线方向图；
- 天线扫描类型；
- 天线扫描速率；
- 发射频率；
- 调制类型；
- 调制参数。

当这些信号到达接收机时，它们的特性略有不同。接收的信号参数包括：

- 接收信号的强度；
- 接收的频率；
- 观测到的天线扫描；
- 调制类型；
- 调制参数。

其中一些参数相对容易测量，而另一些参数却很难测量——需要采用特殊的设备。因为电子战中的威胁识别通常是实时处理的，因此必须仔细考虑要分析的参数顺序。

5.1.2　威胁识别中的逻辑流程

现代系统中的威胁识别是非常复杂的，因为存在许多威胁，而且威胁参数也越来越复杂。通常，我们必须知道所存在的威胁的类型、威胁所处的位置和威胁的工作模式。对射频制导威胁而言，通常根据接收到的射频信号即可确定其类型、位置和工作模式这三个信息。

关于威胁识别逻辑流程，可以概括为以下三点：

- 首先完成最容易分析的任务。通常这些任务只需要利用宽带设备和非常短的信号截获时间。
- 去除早期容易分析的信号数据，以便对已减少的数据进行更复杂的分析。

- 所有需要的模糊一被解除，分析就终止。

例如，研究对抗脉冲辐射源的雷达告警接收机（RWR），我们必须分析的信号参数有：

- 脉冲宽度；
- 频率；
- 脉冲重复间隔；
- 天线扫描。

接收的这些信号参数用图 5.1 来说明。

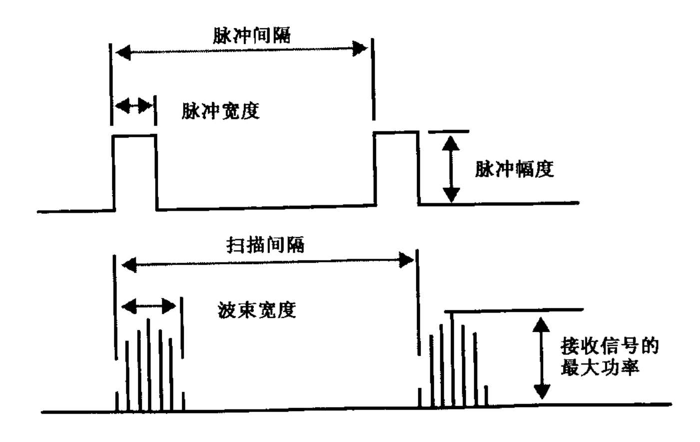


图 5.1　分析雷达信号脉冲和扫描参数以确定产生这些参数的雷达类型

在图 5.2 中，RWR 首先试图根据每个脉冲的参数（频率和脉冲宽度）来确定威胁类型。如果威胁信号的类型恰好能从这两个参数中识别出来，那么处理器将停止分析并报告威胁身份。

然后，RWR 分析脉冲重复间隔，因为只需要确定两个脉冲之间的间隔。遗憾的是，这非常复杂。如果存在多个脉冲序列，则必须将脉冲分选到各个信号中。同时，脉冲序列的脉冲重复间隔并不简单，它可能是参差或抖动的。然而，事实上脉冲间隔的分析是另一个较容易的任务，因此第二步应当处理它。如果就此获得了识别结果，则处理器就此停止工作。

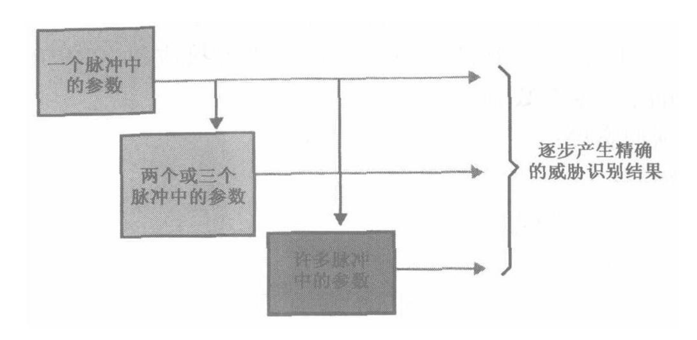


图 5.2　威胁识别处理通常是通过增加数据采集时间来不断精确的

最后，RWR 分析天线扫描。由于这包括分析一长串脉冲的相对幅度，所以需要分析已经与各信号相关的许多顺序到达的脉冲。这是最难，也最耗时的任务。事实上，接收天线波束之间的间隔可能与 RWR 完成分析并报告威胁身份所规定的总时间处于同一量级。

图 5.3 所示为假设的威胁识别情况。已测出 3 个信号参数，存在着四种可能的威胁类型。威胁 1 最容易识别，因为它可以利用测得的参数 A 值进行准确识别。威胁 2 和 3 需要确定两个参数的值，以分辨它们的模糊性，因此，它们所需的分析比威胁 1 更多。威胁 4 只能通过测定所有三个参数的值来进行准确识别。

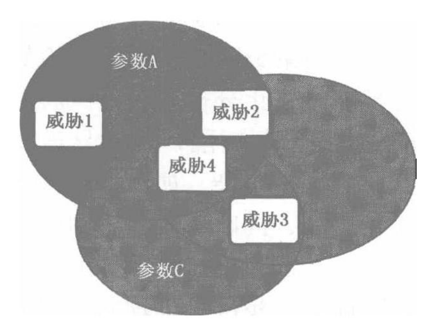


图 5.3　电子战处理器通常只评估足够分辨出要识别的威胁类型间的模糊性的数据

5.2　确定参数值

分析威胁信号的第一步就是测量接收信号的参数。为了理解测量机理，就要考虑在计算机用于雷达告警接收机（RWR）之前所采用的测量方式。以前每个参数测量电路都由分立元件构成，只能完成单一任务。现代系统中的计算机执行同样的任务，但更有效。

5.2.1　脉冲宽度

当脉冲通过一高通滤波器后，其前沿变为正尖峰信号，后沿变为负尖峰信号，如图 5.4 所示。用正尖峰信号启动计数器、负尖峰信

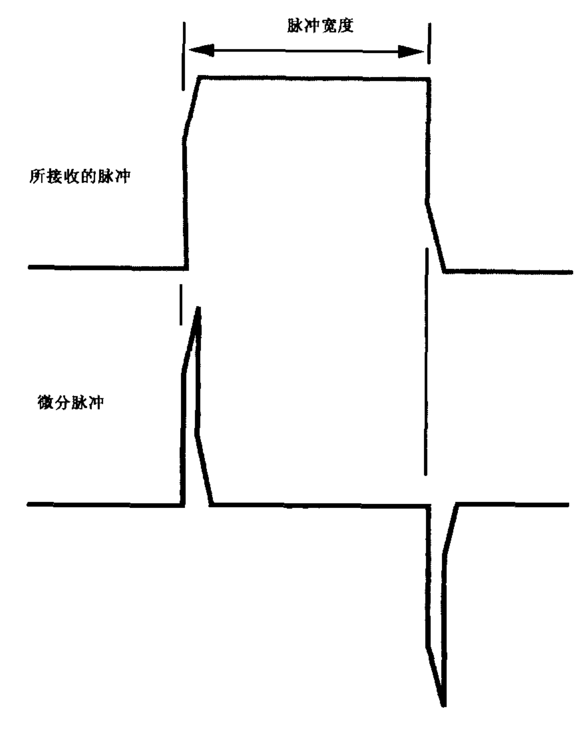


图 5.4　用前、后沿尖峰信号启动、终止一个计数器就能高精度地测量脉冲宽度

号终止计数器，就能很精确地测量脉冲宽度。图 5.5 所示为第二种方法。以较高的采样速率将脉冲信号数字化并进行分析，从而确定脉冲宽度。此方法还能提供有关脉冲波形的详细信息。除脉冲宽度外，在测量脉冲的上升时间、过冲等参数的系统中需要采用这种方法。

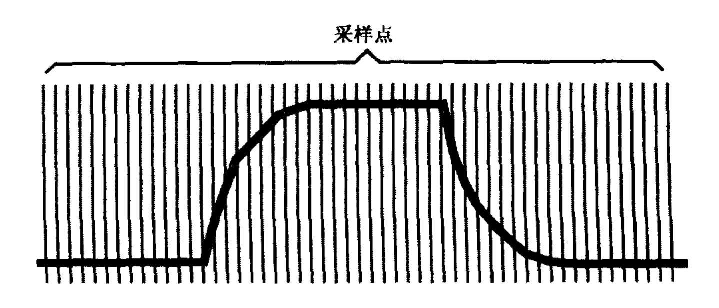


图 5.5 如果高速率采样脉冲波形，则可用数字方式捕获全脉冲波形

5.2.2 频率

早期的 RWR 采用晶体视频接收机，所以信号的频率只能通过采用滤波器将输入信号分为不同频段并在每个滤波器输出端连接一晶体视频接收机来确定。脉冲信号或连续波信号的频率还可以通过将窄带接收机调谐至一个信号来测得。该信号的频率就是接收机要调谐的频率。

随着实用性瞬时测频（IFM）接收机的出现，以及利用计算机来收集数据，每个脉冲的频率都可被测量并存储。

5.2.3 到达方向

采用第 8 章介绍的几种测向方法之一就能测量每个脉冲的到达方向（DOA）。用比幅测向法进行低精度 DOA 测量，用干涉仪方法进行高精度 DOA 测量。

5.2.4 脉冲重复间隔

过去，脉冲信号的脉冲重复间隔（PRI）是用数字滤波器测量的。这种滤波器专门检测存在的特定脉冲间隔。数字滤波器在迟于所接收脉冲一固定时间后打开接收门。如果一个脉冲出现在门打开的时刻，它将寻找同一间隔内的另一个脉冲。接收到足够多的合格脉冲时，就可确定有特定 PRI 的信号存在。每个威胁 PRI 必须有一个数字滤波电路，要控制参差脉冲序列需要多个数字滤波电路。该方法的一个优点是单个信号的脉冲可以从宽带接收机中许多信号的复合脉冲序列中去交错而得。

当然，现在的计算机能收集大量脉冲前沿的到达时间，并用数学方法确定多个 PRI 和参差 PRI。

5.2.5 天线扫描

早期的 RWR 必须设定门限并测量在此门限上所接收的序列脉冲数才能确定威胁辐射源的波束宽度，如图 5.6 所示。随着威胁天线波束扫过接收机位置，所接收的脉冲幅度如图所示变化。因此，计数脉冲起作用，除非计数期间出现其他信号。目前，因为有更好的去交错信号的方法，所以通常将单个信号的脉冲隔离并计算出脉冲幅度曲线。

采用 DOA 与接收信号功率间关系的直方图可以确定天线的扫描类型。图 5.7 所示为极不可能的情况：不同天线扫描类型的三个信号沿着一个 DOA 部署。垂直轴为对应功率电平上所收到的脉冲数。如果考虑各种扫描类型下接收功率与时间的关系，就能明白所示三种扫描类型之间的波形是不同的。

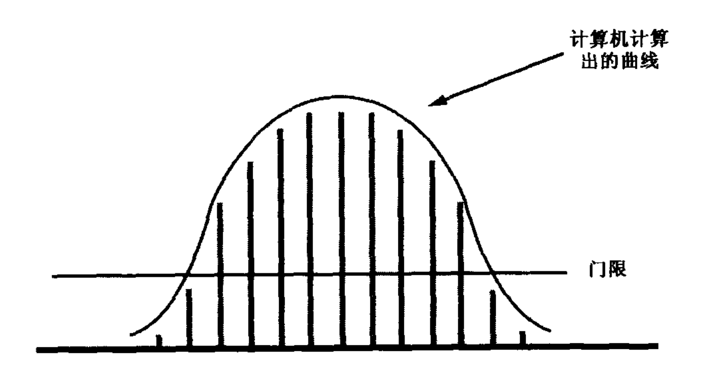


图 5.6　通过统计超过门限的脉冲数并分析脉冲幅度波形曲线可以确定脉冲型威胁信号的天线波束宽度

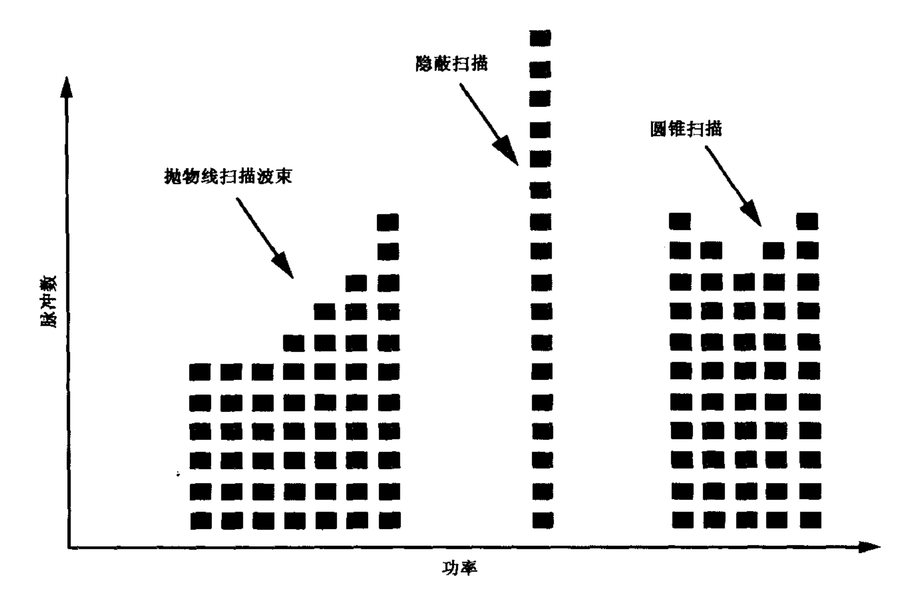


图 5.7　威胁天线扫描还可由 DOA 与幅度关系直方图来确定。该图为具有同样 DOA 的三个直方图

5.2.6 在有CW的情况下接收脉冲

前面我们讨论了工作在没有CW或高占空比脉冲信号（主要是脉冲多普勒信号）的理想状态下的RWR。当CW信号与脉冲信号同时存在时，宽带接收机（如晶体视频接收机）的对数响应将失真。当存在高占空比脉冲信号时，其脉冲覆盖低占空比脉冲而导致同样的问题出现。由于需要精确测量幅度才能确定DOA，所以CW信号妨碍了系统对脉冲的正确操作。还应注意：IFM接收机是一个宽带接收机，它一次只能工作在一个信号上。解决办法是用一带阻滤波器滤出CW信号。那么当窄带接收机处理CW或脉冲多普勒信号时，宽带接收机就能收到其频率范围内的其他脉冲。

5.3 去交错

我们知道增加接收机的带宽就能提高截获概率，而宽开接收机可提供基本的频率–时间性能要求。同样，增加瞬时角覆盖也能提高截获概率，许多EW系统需要360°的覆盖。增加带宽和/或瞬时角覆盖所伴随的一个问题是可能必须对付多个同时信号，尤其是在密集环境中。本节将讨论在同一接收机通道中同时接收到多个脉冲的情况。在此情况下，有意忽略高占空比信号，即假设在分析开始前以某种方式从信号集合中去掉了高占空比信号。

去交错就是将单个辐射源的脉冲与包含两个以上信号的脉冲流分离开的过程。图5.8所示为只有三个信号的简单脉冲环境中的视频信号。注意这些信号都用高占空比（脉冲宽度除以脉冲重复间隔）来描述。要求正常脉冲信号的占空比约为0.1%。

所有这些信号的脉冲重复频率（PRF）都是固定的。信号B代

表窄波束雷达扫过接收机的波束形状。其他两个信号有固定的幅度，这或许是因为我们的样本处在辐射源波束内。

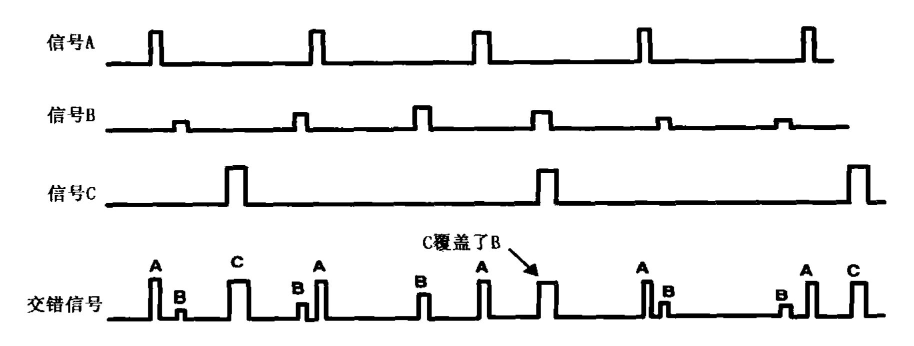


图 5.8　如果同一个接收通道收到了多个脉冲信号，就必须进行去交错处理以分离各个信号

图中的交错信号代表将出现在宽带接收机中的所有三个信号的复合信号。在每个脉冲上标出其信号，去交错后，三个脉冲序列被分离成各自独立的信号。还可以进一步进行处理。

5.3.1　脉冲重叠

注意信号 C 的第二个脉冲覆盖了信号 B 的第四个脉冲，这称做脉冲重叠，即 POP 问题。如果在此位置系统只发现了一个脉冲，则它将从一个去交错信号中去除那个脉冲。取决于去除的脉冲数和随后的信号识别处理特性，这可能会对系统的性能造成不良影响。

图 5.9 详细说明了两个交叠脉冲的情况。注意复合视频信号中存在的每个脉冲的幅度和持续时间。假若系统处理具有足够的分辨率来测量这些值，则两个脉冲都与其自身信号相关。然而，应该注意的是提供视频波形给处理单元的接收机必须具有足够的带宽能使保真的复合视频信号通过以便进行有关测量。

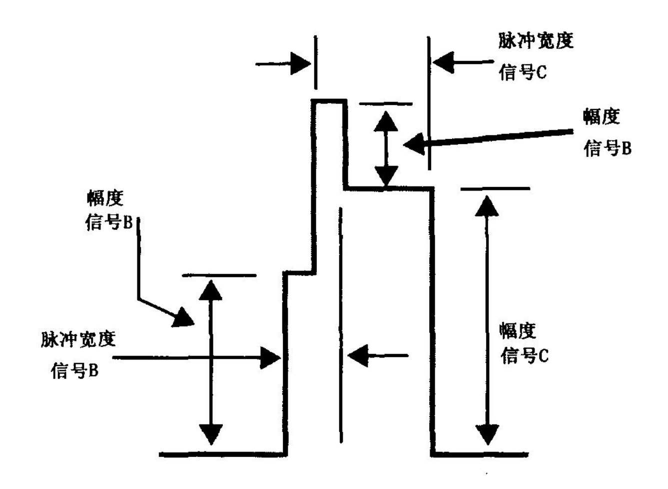


图 5.9 仔细观察两个交叠脉冲的视频波形可以发现：每个脉冲的幅度和宽度都是可以恢复的，交叠期间的复合脉冲幅度小于两个脉冲的幅度之和，因为典型电子战接收机的对数视频输出将压缩它

5.3.2 去交错工具

去交错处理要利用所接收的每个脉冲的所有信息，当然，这取决于接收系统的结构。表 5.2 所示为系统基于截获信号的接收机类型所获得的每个脉冲的信息。如果接收机系统是这些接收机的组合，则处理器将获得这些接收机接收的每个脉冲的相关信息。但是，由于该系统可以在各频段间分时工作，所以设想能得到每个脉冲的全部信息通常是不可靠的。

表 5.2 可获得的每个脉冲的信息与接收机类型的关系

接收机或子系统的类型	测得的每个脉冲的信息
晶体视频接收机	脉宽、信号强度、到达时间、幅度与时间的关系
单脉冲测向系统	到达方向
瞬时测频接收机	射频频率

续表

接收机或子系统的类型	测得的每个脉冲的信息
带调幅和调频鉴频器的接收机	脉宽、信号强度、到达时间、射频频率、幅度及频率与时间的关系
数字接收机	脉宽、信号强度、到达时间、射频频率、脉冲调频或数字调制
信道化接收机	脉宽、信号强度、到达时间、频率

注意第 4 章中讨论的电子战接收机的类型。

显然，如果能通过识别每个脉冲，然后将其分选到信号中来分离信号，那么去交错就更容易些。这不仅需要测量参数，而且需要有足够的分辨率来区分每个参数的信号间的差别。

在现代 RWR 发展初期，单脉冲测向系统中一般只有晶体视频接收机。由于接收的脉冲幅度随着威胁辐射源天线扫过接收机而变化，故只有定时和到达方向可用。但是，到达方向的测量结果相当不准确，而且随着接收天线增益的变化而变化。因此，到达方向不是可靠的参数。这意味着脉冲的到达时间是去交错脉冲的唯一可行方法，除非可用脉宽将脉冲区分开。

5.3.1 节我们讨论了脉间去交错的新技术，但应注意这种方法对固定 PRF 信号最有效。如果每个参差周期都有一个数字滤波器，即可识别参差脉冲序列，但抖动脉冲序列不同。采用计算机处理由一系列脉冲的到达时间来识别脉冲间隔将简化参差脉冲的处理，但抖动脉冲序列的去交错仍然非常困难，除非能用某种方法将各个脉冲分辨出来。在处理更复杂的脉冲序列之前识别简单脉冲序列的脉冲并将其从数据中剔除，能大大增强该处理的能力。

采用 IFM 接收机能测量每个脉冲的频率。这就为将脉冲分选到与各信号相关的频率范围中提供了一个强有力的工具。如果具备足够的处理和存储能力，这就是一个强大的去交错工具。该技术可破坏脉间频率捷变的威胁信号。如果在处理复杂信号前能将简单脉冲

序列中的所有脉冲从数据库中剔除，则将频率变化的脉冲进行关联是可行的，除非接收机中同时存在着多部同类的频率捷变雷达。

如果采用高精度测向系统，而且它能提供稳定的逐个脉冲的到达方向数据，则利用到达方向即可对脉冲进行去交错处理。大多数情况下，这是一个非常理想的去交错方法，因为即使对复杂调制信号（如脉冲和频率都捷变）它仍然是有效的。一旦分离出单个信号的脉冲，即可进行统计分析以从调制中提取必要的信息。

5.3.3　数字接收机

随着数字接收机越来越实用、功能越来越强大，老式系统中采用的所有技术将以软件形式体现。只要能够逼真地将信号数字化，就可用软件实现任何处理，这包括自适应解调、滤波、参数提取等。但是，“足够的保真度”是一个重要的限定词。数字化的局限是每次采样的位数（限制处理的动态范围）和数字化速率（限制处理的时间保真）。这两者均可通过新技术开发不断进行试验。

5.4　操作员界面

电子战处理的难点之一是操作员界面（又称人机界面，即MMI）。该系统必须接受操作员的指令并将数据提供给他们。关键是电子战系统的用户界面要友好，这意味着要以对操作员而言最直观的形式来接受操作员的指令，并且以最简单方便的形式向操作员显示信息。这在实际应用时意义重大。我们将用两种特殊的电子战系统应用来说明这个问题，它们是机载综合电子战设备和与其他远程测向系统联网的战术辐射源定位系统。在这两个范例中，我们将描述所涉及的指令和数据，并讨论显示器的发展历程、目前通用的方法、预测的趋势及定时等问题。

5.4.1 概述

一般来说，计算机与人有着完全不同的输入/输出（I/O）信息的方法（如图 5.10 和 5.11 所示）。计算机希望其 I/O 信息与计算机的内部工作相兼容。也就是说在计算机准备利用信息时，其输入必须是可控的（以简单的、非模糊的数字格式）。这也意味着计算机一完成其运算就可立即以数字形式输出显示数据。计算机的 I/O 速度高达数百万比特每秒。计算机输入既可以是查询式的（即在需要时用计算机查寻数据）又可以是中断式的（即计算机必须中断一部分工作以便接收输入）。计算机更倾向于查询式输入，因为中断会降低计算机的处理效率。计算机生成数字式输出数据，并以全 I/O 速率记录其终止时间。

计算机对 I/O 的需求非常明确。如果你想证明这一点，就试试在计算机想要逗号时键入一个句号或在计算机想要小写字母时键入大写字母。输入值被准确接受，并生成高分辨率的输出值。总之，计算机接受发送来的所有格式正确的数据，除非最大数据率太高或平均速率超过处理吞吐率。

另一方面，人们希望 I/O 能与其他任务综合在一起。人们用复杂的、有时甚至是截然不同的语言进行交流，这些语言因内容、时间和应用的地点不同而具有不同的含义。尽管人们通过眼睛、耳朵或触觉接收信息，但人们通过视觉获得了 90%的信息。如果同时通过两个通道（视觉和听觉、视觉和触觉、听觉和触觉）接收信息，人们就能更有效地接收信息。

假如呈现出信息的来龙去脉并与人们的经验相关，人们就能以惊人的速度接收大量信息。另一方面，人们接收随机或抽象信息非常慢，并且必须将新信息与某些以前使用过的熟悉的参考信息进行相关。人们利用信息的另一个特点是：人可以接收多个并非 100%正确或完备的输入信息并能将其编译为正确的信息。

解决这些人/机信息处理差异的方法就是讨论所选两种操作员

界面实例的基础。

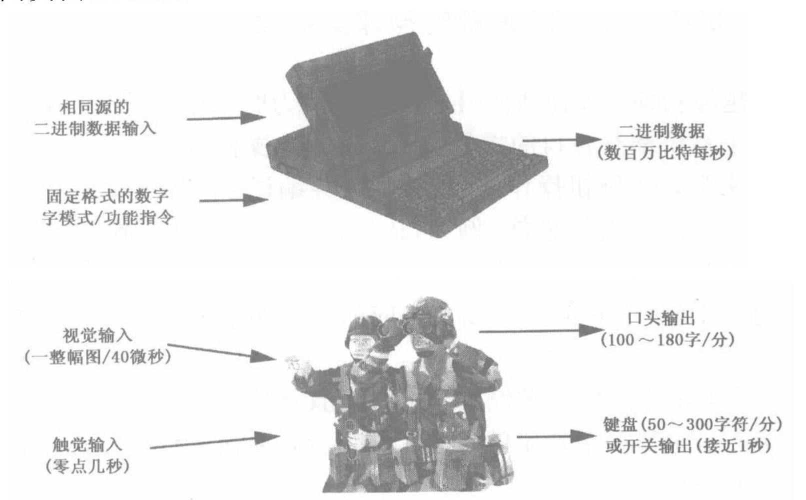


图 5.10 计算机和人输入/输出信息的方式极为不同，数据率（不一定是有效信息率）也大为不同

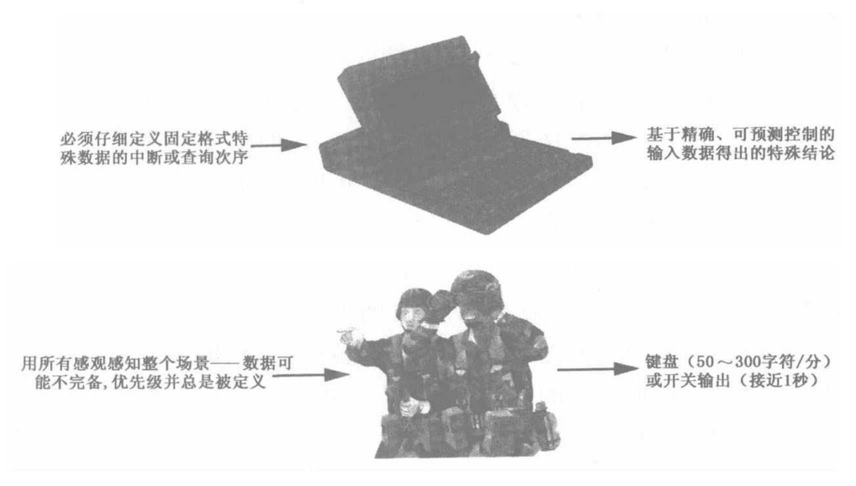


图 5.11 人与计算机处理信息的方式完全不同。人可以利用较少的特定信息构成符合场景的结论

5.4.2 机载综合 EW 设备的操作员界面

在越战初期开始改进战斗机的 EW 能力时，几乎所有的 EW 系统及其子系统都有各自的控制器和指示器。操作员必须花费大量训练时间来学习“旋钮操作”，必须吸收并编译系统数据，然后必须手动实施相应的对抗措施。例如，B-52D 中的电子战操作员（EWO）位置有 34 个独立面板（加上其座椅后的一些设备）。这些面板包含了将近 1000 个开关位置加上相应的模拟调节的 200 多个旋钮和开关。

早期 EW 系统中的控制要求操作员直接修改设备的特定性能参数。状态显示器显示特定的设备工作情况，而接收信号显示器显示各个信号的详细参数。

或许最通用的信号探测装置是雷达告警接收机（RWR）。其显示器包括一个矢量显示器和一个带有发光按钮开关的面板。图 5.12 所示为 AN/APR-25 RWR 中采用的矢量显示器。矢量显示器安装在大多数作战飞机的仪表面板上。所接收的信号以选通脉冲形式显示在该显示器上。显示器顶部代表机头，选通脉冲代表威胁信号的相对到达方向。尽管选通脉冲不稳定，它们会随机变化大约一个平均方位，但操作员能很容易地确定几度范围之内的到达方向。选通脉冲的长度代表接收信号的强度。该信号的强度代表发射机的大致距离。该系统采用了第 8 章中讨论的多天线比幅测向技术，以及第 2 章中讨论的接收信号强度随发射机距离变化的方式。RWR 也包含了能确定威胁信号类型的电路。面板的发光开关代表威胁的类型。按下相应的开关，操作员可以改变系统的工作模式（如忽略某些威胁）。

操作员可采用的另一个信号识别工具是通过扩展接收脉冲来生成一个音频信号，从而使操作员能听见脉冲重复频率。随着威胁天线扫过飞机，接收信号的幅度发生变化，从而产生受训操作

员能够识别的声音（例如，SA-2 的声音通常被描述为“像响尾蛇”）。

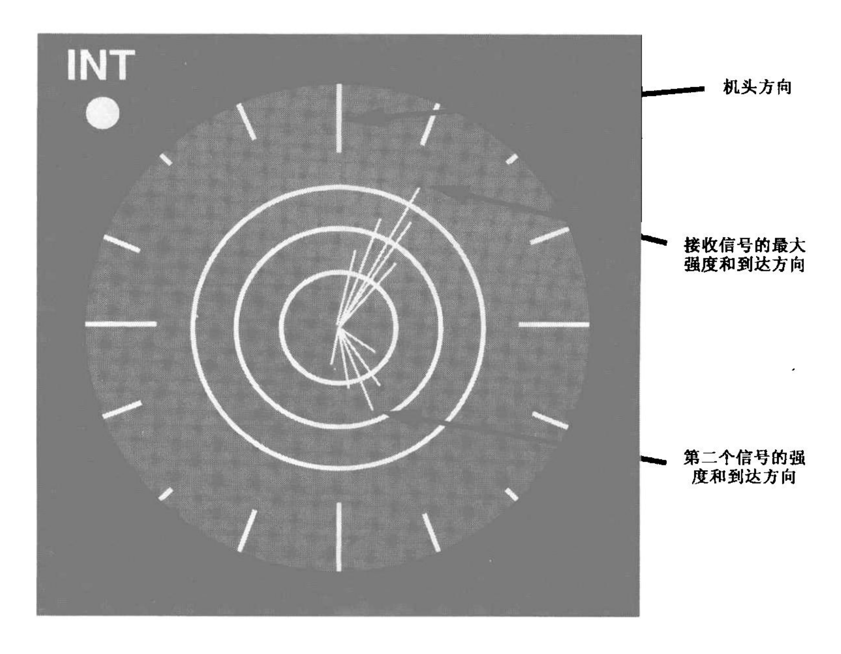


图 5.12　早期的 RWR 显示器（越战中采用的）包括一个矢量显示器，它显示各个脉冲的到达方向，操作员用眼睛综合所显示的信息以确定选通脉冲的最大长度和它在显示器上的角度。选通脉冲的长度与所收信号的强度成正比，它在显示器上的位置表明了相对于机头的到达方向

如果存在多个威胁，有时很难确定哪种威胁位于哪个位置。受过高级培训的操作员在相对较低的威胁密度中使用这种显示器是有效的。

图 5.13 所示为矢量显示器选通脉冲的产生机理。每个接收脉冲都有一个选通脉冲，它是通过在构成显示器的阴极射线管周围增加磁偏转线圈的电流而产生的。选通脉冲的方向和幅度由四个偏转线圈中的峰值电流的矢量之和来确定。

第二代处理器用提供每个到达方向的信号类型等信息的码选

通替代了逐个脉冲选通。

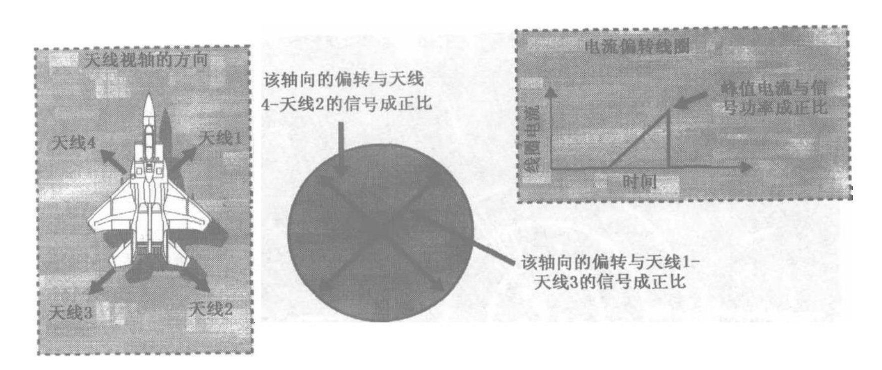


图 5.13 到矢量显示器的磁偏转线圈中的信号电流与飞机上的四个天线所收到的信号成正比，随着每个脉冲被接收，不断增加的电流被输入到每个线圈中，这就形成了显示器上的选通脉冲

至今，处理主要是在特定的模拟与数字硬件中完成的。

越战后期，数字显示器已安装到 RWR 中。图 5.14 所示为早期典型的数字显示器。一旦威胁类型被识别，计算机就生成一个表示此威胁类型的符号。该符号位于矢量显示器某一位置，这个位置就代表了辐射源相对于飞机的位置。飞机位置一般在屏幕中心，所以辐射源越近，该符号距中心就越近。在这些显示器中采用了许多符号，地空导弹（SAM）用类型来区分，防空高炮和空中拦截机以图形符号表示。显示器上还有各种符号调节装置。在图 5.14 中，6 的（代表 SA-6 SAM）周围有一个菱形，表示这是此刻优先级最高的威胁。符号调节装置用于指示威胁辐射源的模式（如跟踪或发射模式）或指示将要干扰的威胁信号。

在这个时期，对干扰机的控制仍然独立，但是已经开始综合各种功能了。

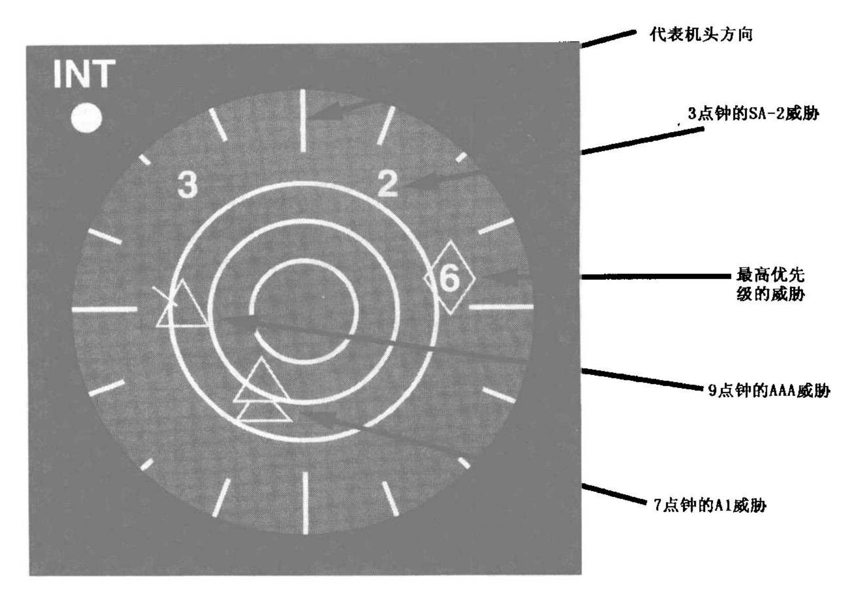


图 5.14　第三代 RWR 显示器用符号来识别威胁类型，符号在屏幕上的位置代表辐射源的位置。可给出典型符号，它们完全可由项目设计主管来选择

5.5　现代飞机操作员界面

随着威胁环境越来越密集（且更致命），在较短的时间内将更多的信息传送给操作员已变得非常必要。为使操作员在更短的允许反应时间内采取决定性行动，信息必须以态势图形式显示。尽管对一些工程师来说，这是一个难题，但战斗机飞行员在翻转时要承受 6G 的牵引力并要在 5 秒之内决定如何保证生存，所以他们无暇解算各种复杂的数据处理问题来了解战术态势。因此提供信息的计算机必须有直观、良好的人机界面。

现代电子战显示器综合了战术图像并且以能迅速可用的形

式显示这些信息。下面我们将讨论现代飞机显示器和地面战术显示器。

5.5.1 图像格式显示器

本节的几幅图取自美国空军的研究报告（AFWAL-TR-87-3047总结报告）。图 5.15 为通用的仪表面板布局图——基本上就是用于F/A-18 和其他飞机的座舱布局。图中有五个图像显示器：平视显示器（HUD）、垂直态势显示器（VSD）、水平态势显示器（HSD）和两个多功能显示器（MFD）。这些显示器可用在任何乘员操作台上，但由于某些飞机只有一名机组人员（即飞行员），故下面着重讨论飞行员显示器。

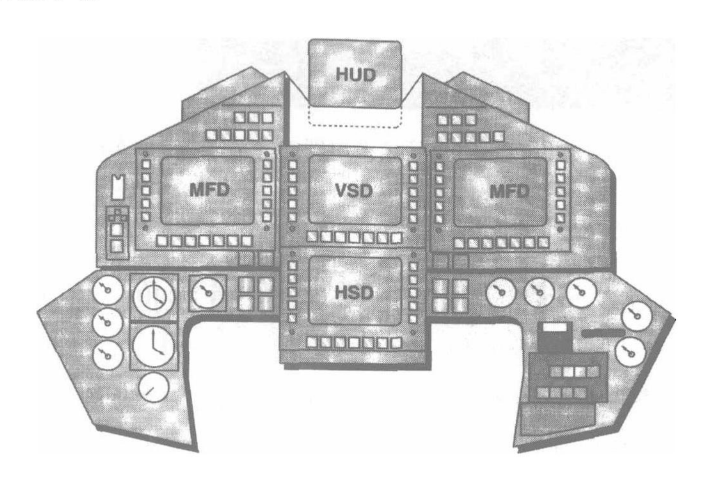


图 5.15 现代仪表面板有五个显示器：一个 HUD、一个 VSD、一个 HDS 和两个 MFD

5.5.2 平视显示器

采用 HUD 的主要原因就是可以使飞行员在不到 1 秒的时间内将视线从座舱内移向座舱外。飞行员在座舱内的视线较近，其注意

力主要集中在仪表的人工操作上。当飞行员的视线移向座舱外时，其视线较远，注意力集中在实际场景的色彩、亮度、角移动和运动目标上。

HUD 能使飞行员的视线不用移向舱内就获得某些在舱内可观察到的关键信息。HUD 显示器是一个阴极射线管，它通过一个复杂的棱镜投影在位于飞行员视域内的一块玻璃上的全息图上，在不含数据的区域，HUD 是透明的。图 5.16 所示为 HUD 上的基本显示符号。飞机的速度、航向和高度都显示在标准位置。在显示器的中心，有一个本机标志作为其他数据的参考基准。航迹符号示出飞行员要规避的威胁或地形，有源威胁的标志显示在“零俯仰基准线”以下的区域。

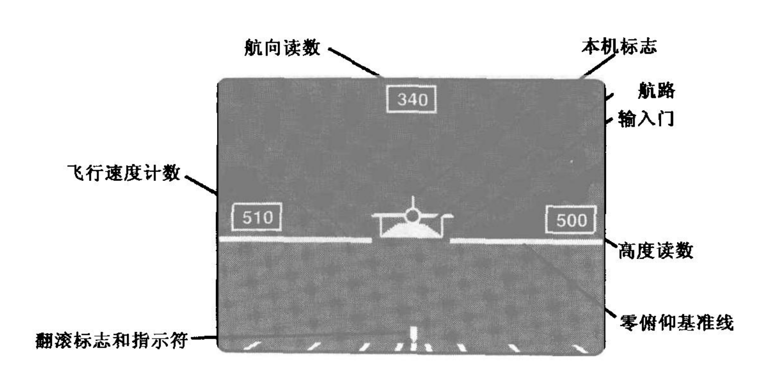


图 5.16　HUD 显示可在座舱内获得的信息并在飞行员观察舱外时将其直接展现在飞行员的视线内

在空对空交战方式中，HUD 可特别显示出有关本机致命地带和敌武器的情况。

5.5.3　垂直态势显示器

图 5.17 所示为地面方式的垂直态势显示器画面。这是从飞机尾

部观察到的场景。注意飞行速度、航向和高度都显示在与 HUD 相同的位置上。显示的地形特征如同直接看到时的一样。这种显示器的最显著特点是显示了机载雷达告警接收机（RWR）探测到的威胁致命地带。RWR 确定威胁的类型及其位置。根据先前的电子情报分析，可获得每种威胁的一个三维的致命地带图。因此，计算机能以态势图方式给出每种武器的致命地带从而使飞行员规避它们。大多数情况下，这种显示类型都是将致命地带分为全致命地带（常以黄色表示）和部分致命地带（常用红色标识）。其他飞机探测到的武器的致命地带也可以显示并识别为“先前威胁”。

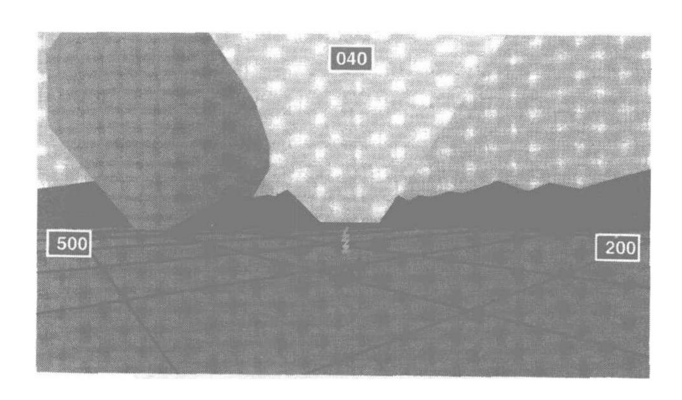


图 5.17　VSD 示出了飞机周围的场景，它如同从飞机后面所看到的一样。这是地面方式的 VSD

VSD 还有一种“空中方式”，在这种方式中机载和地基威胁呈现在飞行员从显示器角度观察整个场景时就可看到它们的位置。

5.5.4　水平态势显示器

图 5.18 所示的水平态势显示器（地面方式）给出了飞机及其周围环境的下视图。本机标志位于圆心，数字航向位于顶部。由于飞行员可调节显示器的刻度，所以当前的刻度系数示于左下部。飞行

路线用一连串线和点表示。威胁表示为在飞机当前高度上的致命区域（中心区威胁更大）。地形表示为飞机当前高度上的扩展区域。战术态势单元也显示在显示器上。例如，部队前线（FLOT）表示为指向敌人的带小三角形的一条线。

HSD 空中方式显示了空对空作战的一些重要作战单元。在本机标志前面标出本机空空武器的杀伤半径。敌飞机及其武器的致命区域以合适的颜色标示（通常是红色的）。

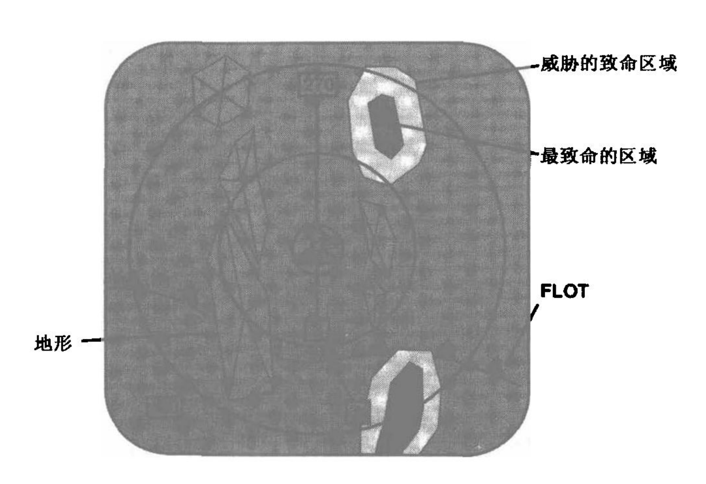


图 5.18 HSD 示出了飞行路线、地形特征及飞机当前高度处的威胁杀伤范围

5.5.5 多用途显示器

多用途显示器以图像格式显示对机务人员而言不太直观的信息，如引擎推力、燃料状况、液压系统状况、武器状况等信息。图 5.19 以图像格式示出了对抗状况。机组人员可根据需要调用数十种这样的显示画面。因为这些显示包括了非常重要的信息，如最低剩油量、引擎熄火、引擎点火等，所以显示器将自动进行显示。

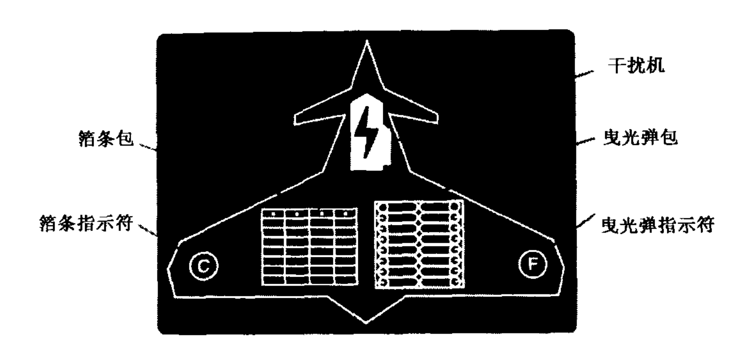


图 5.19　典型的 MPD（所采用的数十个之一）示出飞机的对抗状态

5.5.6　面临的问题

这些显示类型给显示计算机提出的一个难题是这些显示要与飞行员看到的场景相一致。飞机俯仰和偏航是相当慢的，但翻滚速率可以很高。由于这些显示需要的处理量很大，故随飞机的翻滚速率更新显示画面必须谨慎。

5.6　战术 ESM 系统中的操作员界面

战术电子支援措施（ESM）系统是为指挥员提供态势感知的。ESM 系统能确定敌人的电子战斗序列（即敌发射机类型及位置）。由于每一种军事部署都有独特的辐射源组合，所以了解存在的辐射源类型及其相对和绝对位置就可分析确定敌兵力的构成和位置。甚至可能根据电子战斗序列确定敌人的意图。

5.6.1　操作员的任务

一旦确定了辐射源位置，就可以电子方式将其信息送到更高一

级的分析中心。但是，ESM 系统的操作员必须能够评估数据进而确定辐射源有效位置，并且辅以专门的显示画面。对抗地面部队的战术 ESM 系统的独特之处是单个系统几乎不能确定敌辐射源的位置，必须由已知位置的多个测向站来测量到达方向（DOA），如图 5.20 所示。然后，用三角测量法确定辐射源位置。当然，所测量的辐射源位置就位于两条 DOA 直线的交点处。

理想情况（平地和无障碍）下，两个 DOA 相交就足以确定辐射源的位置。但在实际情况中，地形反射会产生多径信号。地形还可能阻挡至接收机的视线路径。而且同一频率的其他辐射源也可能使一个或多个 DF 接收机得出虚假读数。这三个因素将导致每一条方位线都不是绝对精确的。

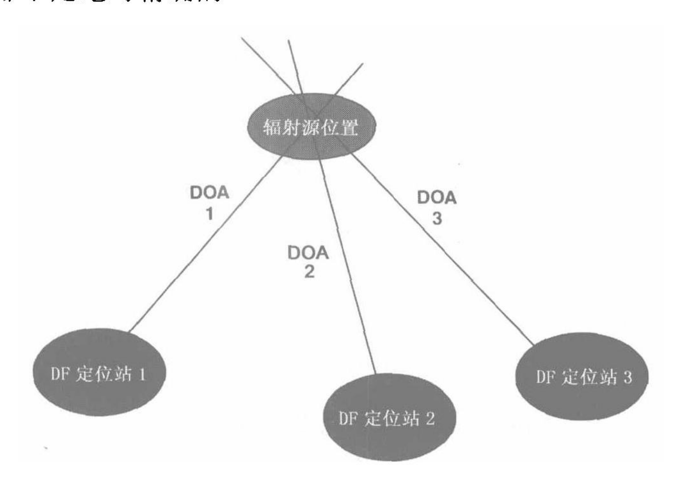


图 5.20　确定地面辐射源的位置一般要求至少由两个已知位置的测向站来确定到达方向。三个 DF 测量值就可评估定位精度

5.6.2　实际的三角测量法

有三个 DF 接收机，就有三个三角测量点。实际情况中，这些点不是并置的（如图 5.21 所示）。多路径及干扰的影响越大，所计

算出的各线截交点的分布范围就越大。进行几次 DF 测量之后，这些定位点的统计变化范围就可用来计算辐射源定位的品质因数，统计分布范围越小，品质因数越高。能看见方位线并且了解该地区地形的操作员显然能将计算机中的错误方位线剔除从而使计算机尽可能计算出最精确的辐射源位置。因此，重要的是操作员的显示应将 DF 接收机位置、方位线和战术态势与地形关联起来。

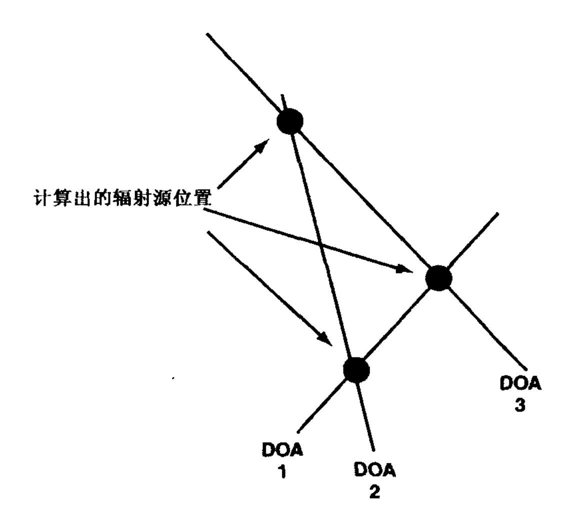


图 5.21　图 5.20 中三条方位线的三个交点在理想情况下应是并置的。它们的位置在几组测量值中的发散程度给出了定位精度的度量

多年以前，辐射源的密度相当低，而且战术态势通常并不那么易变，所以 DF 操作员口头报告 DOA 读数给分析中心是可行的。分析员将在战术地图上绘出 DF 站位置并画出所报告的方位线。然后，分析员就能读出地图上的三角坐标。随着信号密度增大、战术更灵活，采用计算机生成显示画面是一个显著的进步。

5.6.3　计算机生成的显示画面

早期的计算机显示画面如图 5.22 所示。它做出重要地形的直线

图，然后画出战术态势。DF 接收机位置和方位线由系统画出。屏幕左边的数据使操作员能将三角测量点与信号频率（或任何其他的信号信息）关联起来，在此显示画面上，操作员显然可剔除错误的方位线并且能放大以详细分析三角测量点。一旦编辑出该数据，系统就可报告位置并将它们与其他已知信号数据进行关联。

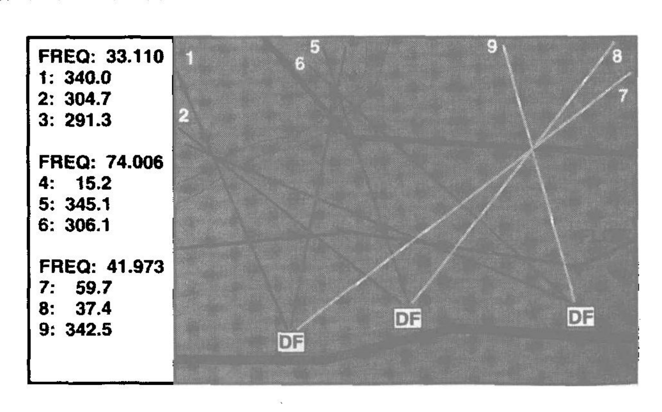


图 5.22　在早期的计算机化系统中，所测得的辐射源位置与地形和以线条显示的战术信息相融合。若各方位线可能是多路径产生的或这些方位线因多路径影响或共通道干扰而出错，则可以在编辑过程中删除它们

显然，可以将计算机产生的数据与战术地图在单个显示器上融合在一起，但还不能获得数字地图。解决方法之一是将摄像机放在战术地图上方来建立电子图像。然后，该视频地图可以与计算机数据一起显示在 CRT 上。在操作员控制下移动并变焦摄像机，就可显示关键地图处的细节。问题是要将计算机的数据标引在该地图上，以便计算机生成的位置将出现在正确的地图位置处。一种方法是在地图上画出标引点，并且要求操作员将光标置于每一个标引点上（用鼠标即跟踪球）。统一横轴墨卡托投影坐标系（即经度和纬度）再与每个标引点关联，计算机就能将地图显示与计算机生成的位置点谐调一致。令人感兴趣的是，在手持式计算机更新为新的操作系统后，这也是一个校准触摸屏的过程。该过程对操作员要求很

高，并且当操作员做错时会引入附加的（无法解决的）误差。况且，随着摄像机的移动和变焦要保持精确标引也很困难。

5.6.4 基于地图的现代显示器

一旦获得数字地图，就可将地图装入计算机并将其他信息直接添加到数据文件中。现在可实时编辑地图以添加战术态势、DF 接收机位置、方位线和其他任何感兴趣的信息。图 5.23 所示为经过编辑的数字地图显示。从图中可知：我方部队前线（FLOT）位于陡峭的山峰顶部附近，DF 接收机（接收机 1、2、3）位于较高的地势以获得良好的视线。图中的三条方位线表示敌发射机位于 Gem 湖的东边。用符号示出的敌指挥部位于 Long 湖的西边。

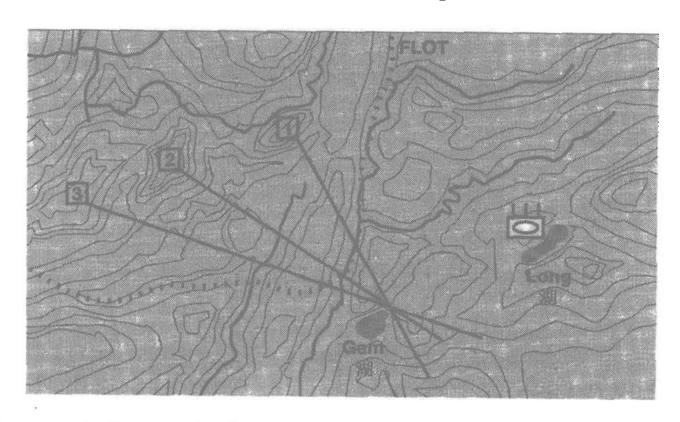


图 5.23　现代 ESM 操作员显示器将数字地图与战术态势信息融合在一起，并且将 DF 接收机位置和方位线重合上去

这种显示为操作员提供了大量信息，以便评估辐射源相对于战术态势和地形特点的位置。它还可缩放，在另一位置重新定向或扫描而不损失显示精度。

这种显示便于几个操作员访问，并且根据各自的需求而优化。

分析员或指挥员还可迅速查看原始数据以解决在更高级分析中出现的任何问题。

用来生成图 5.23 的数字地图是基于民用产品的，军用显示器使用美国国防测绘局（DMA）的地图。DMA 的地图包含大量的附加信息（地形表面等），能根据需要以电子方式发送给已部署的系统。

第6章 搜　　索

电子战系统设计师面临的最棘手的问题之一是探测威胁信号的存在。理想情况下，电子战系统的接收部分能够立刻在所有方向、所有频率上发现所有的调制信号，同时具有很高的灵敏度。这样的接收系统即使能够设计出来，其体积、复杂性和成本也使它在大多数应用中无法实现。因此，实际的电子战接收子系统会折中考虑以上所有的因素，以便在体积、重量、功率和成本有限的情况下获得最佳的截获概率。

6.1 定义和参数限制

截获概率（POI）：即在特定威胁信号最初到达电子战系统位置之时直至电子战系统侦收不到它时的时间范围内，电子战系统检测到该威胁信号的概率。在特定时间内，当特定场景中存在着一组特定信号时，要求大多数电子战接收机对其威胁库中的每个信号的截获概率达到90%～100%。

扫描对扫描：从字面上讲，是指用扫描接收天线检测来自扫描发射天线的信号，如图6.1所示。然而，这一表述也可用来描述在两维或多维独立参量（如角度和频率）中必须发现一个信号的情况。扫描对扫描情况存在的难题是截获概率会下降，因为信号存在的周期与接收机能收到信号的周期完全无关。

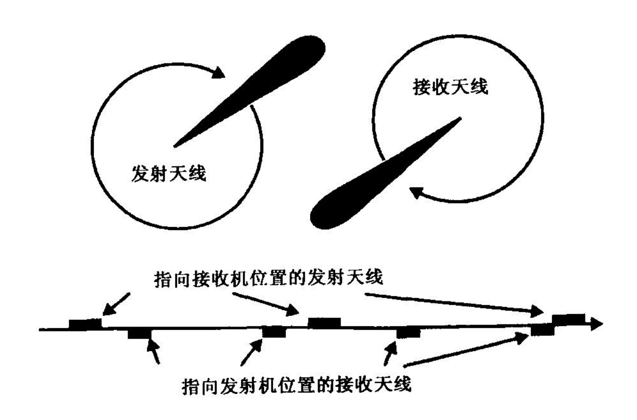


图 6.1 在经典的扫描对扫描情况中，发射天线和接收天线彼此独立扫描。接收机只能在两个天线对准时接收信号

6.1.1 搜索参量

现在讨论电子战接收机发现威胁辐射源所必须要搜索的参量。它们有：到达方向、频率、调制、接收信号强度和时间。表 6.1 列出了每一参量对截获概率（POI）的影响。

表 6.1 搜索参量对 POI 的影响

搜索参量	对截获概率的影响
到达方向	大角度搜索需要较长的搜索时间或要求大带宽（即低增益）接收天线；两者均会降低 POI
频率	宽频率范围要求长搜索时间或大带宽（即低灵敏度）接收机；两者均会降低 POI
调制	强 CW 或 FM 信号可能会影响大带宽脉冲接收机，降低其对脉冲信号的 POI。而且，CW 和 FM 信号需要窄带接收机
接收信号强度	弱信号要求窄波束天线和/或窄带接收机，将降低 POI
时间	低占空比信号只在它们出现在接收机中时才能被检测到，延长了窄波束天线和/或窄带接收机所需的搜索时间。当搜索时间超过信号出现时间时，POI 降低

到达方向：尤其是对机载平台，到达方向是决定搜索成败的一个重要参量。一架机动战斗机或攻击机可能在任意方向，所以即使来自地面威胁发射机的信号也可从任意方向到达。因此，一般必须考虑来自飞机周围整个球体内的威胁，称之为“4π球面度覆盖”，如图 6.2 所示。在机翼水平飞行的飞机上，根据任务情况，通常只考虑 360° 偏航平面角度范围和±10° ～±45° 仰角范围（取决于任务情况），如图 6.3 所示。

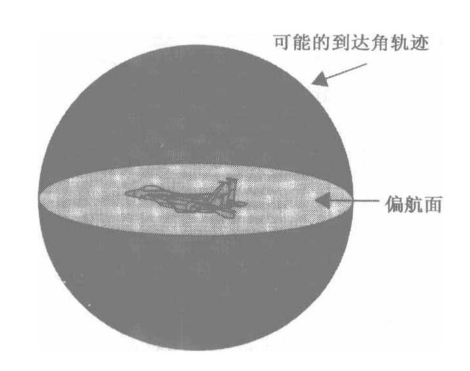


图 6.2　就战斗机或攻击机而言，信号到达角一般可以是飞机周围空间的任何位置

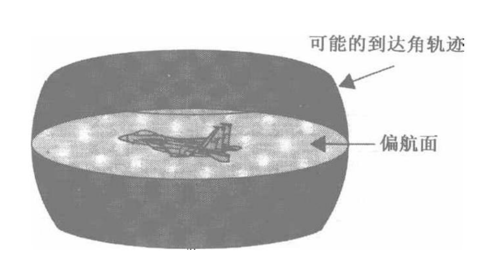


图 6.3　对在机翼水平飞行的飞机上的电子战系统而言，威胁角一般限于偏航面附近的角空间

对舰载和地基电子战系统而言，角度搜索覆盖范围通常是方位 360°、仰角 10° ～30°（取决于任务）。尽管这些系统需要保护其平台免受以任意仰角飞行的机载威胁的影响，但高仰角情况下的立体

空间较小，这意味着在这些仰角区域威胁辐射源飞过的时间很短，如图 6.4 所示。另一个因素是在大仰角观察一个携带威胁源的平台时，其距离很近，因此所收到的信号功率很强。

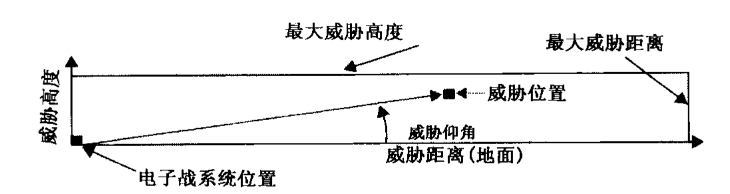


图 6.4 对典型的舰载或地基电子战系统而言，最大威胁距离远大于最大威胁高度，因此在大多数交战情况下是以低仰角观察威胁的

频率：雷达信号的频率范围覆盖 UHF 和微波频段，它也可以是毫米波频段。然而，有关潜在敌威胁辐射源的详细信息能将搜索范围缩小到这些辐射源的已知频率范围。战术通信信号位于 HF、VHF 和 UHF 频段。通常，每种类型的辐射源都可以在较宽的频率范围内进行调谐，因此通信频段的接收机通常必须搜索所关注的整个频段。

调制：为了接收信号，电子战接收机通常需要配备适当的解调器。如果有调制类型极为不同的信号出现时，就需要考虑另一个搜索参量。脉冲与连续波雷达信号就是最好的例子。连续波信号的发射电平通常比脉冲信号低很多，因此需要采用不同的检测方法。

在对通信信号的搜索中，常用“能量检测”方法进行最初的搜索，以便能同时检测连续波、调幅和调频信号。只要检测通带宽到足以包含调制，信号能量就是不变的。但是，由于载波被抑制使得单边带调制极为困难，所以接收信号的强度随调制而增加和下降。

接收信号强度：只探测主波束的系统具有较强的信号，因此可采用低灵敏度接收机和搜索技术。对未跟踪电子战系统装载平台的威胁进行探测的系统必须接收来自发射天线副瓣的信号，它可能比主波束的信号强度下降了 40dB 以上。

时间：探测并识别威胁辐射源的时间是特定的（很短，只有几

秒钟)。电子战系统通常必须迅速发现信号以便能在信号消失前分析并识别它。由于在大多数情况下存在着许多威胁信号，所以时间就成为一个非常重要的搜索参量。

6.1.2　参数搜索策略

表 6.2 给出了设计搜索策略的主要折中考虑。一般来说，在电子战系统位置处的威胁信号强度和电子战系统能够探测到威胁的时间是搜索过程中两个重要的因素。强信号允许用宽波束天线(增益比窄波束天线低)和宽带接收机(灵敏度低于窄带接收机)。大波束宽度的天线能迅速地搜索到到达角，而宽带接收机能迅速地搜索到频率。角度和频率搜索都必须在探测信号所允许的时间内完成。

表 6.2　搜索参数间的折中考虑

搜索参量	折中对象	机　理
到达角	灵敏度	天线增益与波束宽度成反比
频率	灵敏度	接收机灵敏度与带宽成反比
信号强度	到达角	强信号允许采用宽波束天线
	时间	接收系统要能观测到威胁天线副瓣

6.2　窄带频率搜索策略

在讨论利用各种宽带接收机实现先进搜索方法之前，考虑一下探测在远大于单个接收机带宽的频率范围内存在的信号等有关问题是有益的。本节将讨论用于通信和雷达信号的窄带接收机基本搜索策略。

6.2.1 问题定义

如图 6.5 所示，假定信号位于频率范围 F_R（kHz 或 MHz）内并占据一频谱范围 F_M（Hz、kHz 或 MHz）（这意味着该频谱范围必须在接收机带宽内以便能检测到信号），搜索接收机带宽单位为 Hz、kHz 或 MHz。信号持续时间为 P（秒或毫秒）。通常，搜索功能是受时间限制的，即受信号预计出现的时间限制或受对致命威胁实施对抗的启动时间限制。对通信信号而言，一般要求在通话结束前检测存在的信号，或在通话结束前有足够的时间进行分析、定位或实施有效干扰。对雷达信号而言，搜索功能必须在一固定时间范围内（通常为零点几秒）发现信号，以便能识别、报告致命威胁，并在它们首次照射电子战所保护平台后一固定时间内（一般为几秒）引导对抗措施。

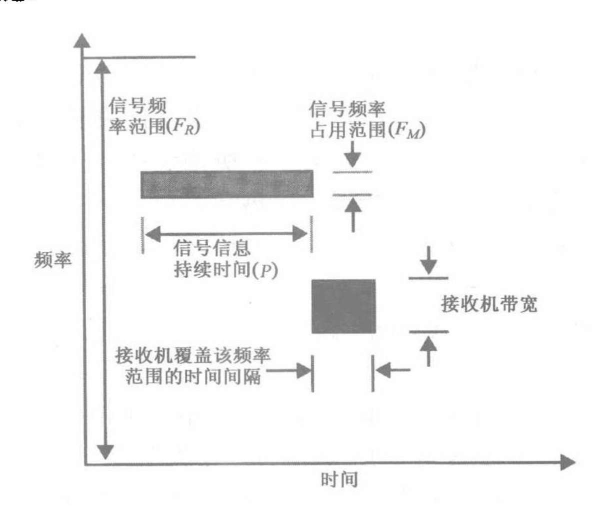


图 6.5 搜索问题可以用时间与频率的关系来描述。图中示出了接收机通带、步长驻留时间、目标信号频段占用宽度和信息持续时间

一般来说，搜索接收机的调谐速率（每单位时间搜索的频谱范

围）在一等于带宽倒数的时间范围内必定不大于一个带宽。例如，如果搜索接收机的带宽为 1MHz，那么它能以不大于 1MHz 每微秒的速率进行扫描。在现代数字调谐接收机中，这是指驻留在每一个调谐步长上的时间等于带宽的倒数。它常常被描述为“以 1/带宽的速率进行搜索”（注意：在某些接收机系统中对控制和处理速度的限制会进一步限制搜索速率）。

该搜索方法存在两个限制：一是接收机带宽必须大到足以接收被检测的信号；二是接收机必须具有足够的灵敏度以确保高质量地接收信号。熟悉搜索应用的人都知道，如果对感兴趣的信号有一些了解，以上限制就可通过巧妙处理得到缓解。在以很大的截获余量接收目标信号时尤其如此。我们将在以后讨论这些问题，但要记住无论处理方法多么巧妙，也不能违背物理定律。

6.2.2 灵敏度

当然，接收机灵敏度必须足够大才能接收要检测的信号，即接收信号强度必须大于灵敏度。灵敏度定义为使接收机能够产生足够输出的最小接收信号电平。正如第 4 章所描述的，灵敏度是由噪声系数（NF）、所需信噪比（SNR）和热噪声电平（kTB）三部分组成的。NF、SNR（单位均为 dB）与 kTB（单位为 dBm）之和即为与接收机灵敏度相等的信号电平。NF 取决于接收机构成和元部件质量，SNR 取决于信号调制和所载信息的性质，kTB 主要随接收机带宽而变化。

$$kTB(dBm) = -114dBm + 10\log_{10}(BW/1MHz)$$

这意味着最佳搜索带宽是灵敏度（较大带宽等同于较低灵敏度）和接收机调谐速率（较大带宽等同于较快的调谐速率）之间的折中。

接收信号所需的灵敏度还取决于截获位置（接收信号强度在第 2 章讨论）。

6.2.3 通信信号搜索

由于搜索通信信号的过程在某些方面比搜索脉冲信号简单，所以首先讨论通信信号。假定有足够的灵敏度来接收现有截获位置的通信信号。

如图 6.6 所示，可行的基本搜索策略是在信号出现期间，用最大搜索速率以尽可能宽的带宽搜索尽可能大的频率范围。对带宽的主要限制是要考虑它对灵敏度的影响。但是，随着信号环境和信号处理方法的不同，带宽也可能受到干扰信号的影响。

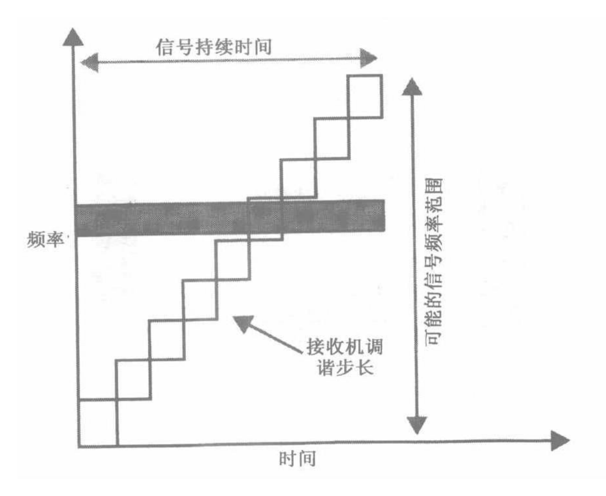


图 6.6 在对通信信号的搜索中，接收机带宽和调谐步长将可能在预计的最小信号持续期间覆盖整个可能的信号频率范围

6.2.4 雷达信号搜索

搜索雷达信号面临的困难更多，这里讨论两个问题。雷达信号可以是脉冲调制的（而通信信号采用连续波调制），同时它们采用窄波束天线扫过接收机位置，但通信信号通常采用全向天线或固定

宽波束天线。

首先，考虑图 6.7 所示的脉冲信号的截获情况。由于脉冲信号通常具有较大的功率，所以可能有一些其他方法比窄带搜索更有效，但在有些情况下只能采用窄带搜索。信号只在脉冲持续时间（PD）内存在，且每一脉冲重复间隔（PRI）内脉冲信号只出现一次。因此，窄带搜索接收机必须在每个调谐步长上等待一完整的 PRI 或快速地调谐以在 PD 期间覆盖多个步长（并在整个 PRI 期间重复该调谐方式）。如果接收机带宽为 10MHz、且 PD 为 1μs，则接收机在 PD 期间只能覆盖 100MHz。雷达信号搜索频段一般为几个 GHz 宽，所以这似乎不是一个很好的搜索策略。在每个调谐步长上驻留一个 PRI 的搜索方法较慢，但若采用较大的接收机带宽可以有所改善。

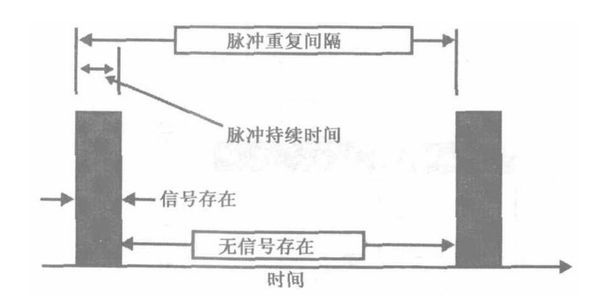


图 6.7　在脉冲目标信号存在时，接收机只能在脉冲存在期间接收到能量，因此它必须在一频率上驻留一等于脉冲间隔的时间来确保可观测到信号

现在考虑窄波束扫描发射天线的情况，如图 6.8 所示。该图所示为接收机的接收信号功率与时间的关系。在发射天线对准接收机时的接收功率将由接收功率公式来确定。如果接收机灵敏度足够接收一个比最大功率小 3dB 的信号，则该信号可被认为存在于时间 *B* 与时间 *C* 之间。如果灵敏度足够接收一个比最大功率小 10dB 的信号，则该信号存在于时间 *A* 与时间 *D* 之间。当然，如果接收机灵敏度足够接收发射天线的副瓣（参见第 3 章），则信号被认为在 100% 的时间内存在。

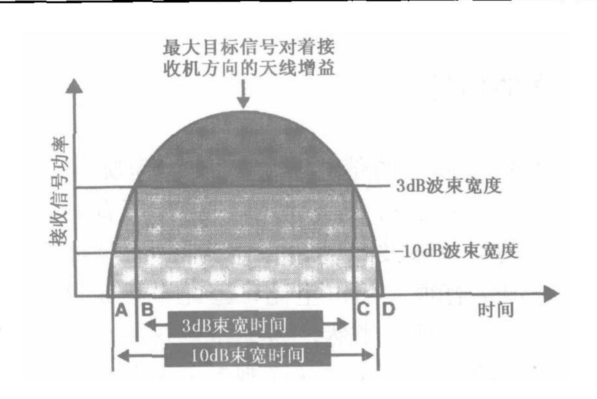


图 6.8　当目标信号天线扫过接收机位置时，接收机接收的功率随时间而变化

6.2.5　窄带搜索通则

利用窄带接收机发现信号是解决电子战侦察接收机面临的参数搜索问题的好方法。当然在实际应用中，它未必是进行信号搜索的最好方法。在讨论了信号环境的性质后，我们将讨论将各种接收机组合在一起以实现特定环境中的最佳搜索方法。

6.3　信 号 环 境

通常，信号环境非常密集，而且其密集性还在不断增加。电子战侦察系统工作的信号环境随系统的位置、高度、灵敏度及其覆盖的特定频率而变。此外，信号环境受接收机要检测的信号的性质和它必须从信号中提取用以识别感兴趣信号的信息的影响很大。

信号环境定义为在接收机所覆盖的频率范围内抵达接收天线的所有信号。信号环境不仅包括接收机试图接收的威胁信号，而且还包括友方、中立方和非战斗方产生的信号。信号环境中友方与中立方的信号有可能比威胁信号还多，但为了消除不感兴趣的信号并识别出威胁，接收系统必须处理抵达天线的所有信号。

6.3.1　感兴趣的信号

电子战侦察系统接收的信号类型一般分为脉冲信号或连续波（CW）信号。这种情况下，连续波信号包括所有的具有连续波形的信号（未调制的射频载波、调幅、调频等）。脉冲多普勒雷达信号是脉冲信号，但是有很大的占空比，因此在搜索过程中有时必须像连续波信号一样来处理。当然，为了搜索这些信号，接收机必须有足够的带宽来接收足够的信号从而观测要测量的参数。对某些信号而言，检测信号所需的带宽远小于恢复信号调制所需的带宽。

6.3.2　高度与灵敏度

如图 6.9 所示，接收机必须考虑的信号数量随高度和灵敏度成正比增加。

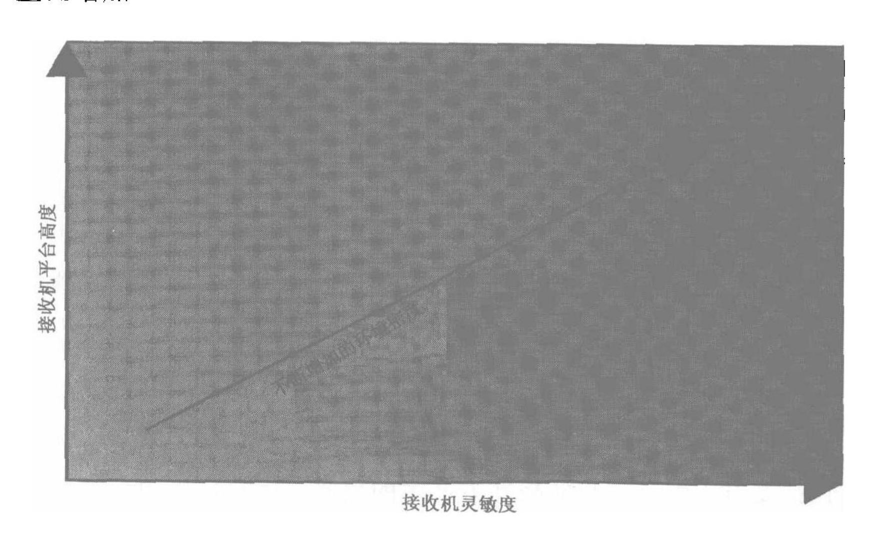


图 6.9　接收机必须处理的信号数量随平台高度和接收机灵敏度的增加而增加

VHF 和更高频率的信号会受到视距传输的限制，只有电波视距线以上的信号将包含于信号环境中。电波视距是从接收机到能产生电波视距传播的最远发射机之间的地球表面距离。电波视距与地球曲率有关，能通过大气折射延伸到光学视距以外（平均超出 33%）。确定电波视距的常用方法是解图 6.10 所示的三角形。考虑到折射因素（称为 4/3 地球因子），图中的地球半径为真实地球半径的 1.33 倍。发射机和接收机之间的视距可由下式求出：

$$D = 4.11 \times \left[\sqrt{H_T} + \sqrt{H_R}\right]$$

其中，D=发射机到接收机的距离（km）；H_T=发射机的高度（m）；H_R=接收机的高度（m）。

因此，电波视距有一个相对定义，它与接收机和发射机的高度有关。可以预计接收机收到的辐射源数量与其电波视距范围内的地球表面积成正比。当然，辐射源密度还取决于在该范围内所发生的事情。

例如，潜艇潜望镜的天线只能接收到位于几千米范围内的少数发射机的信号。当潜艇靠近大量海上特遣部队或活动频繁的岸上区域时，可以发现许多信号。但与飞行在 5 万英尺高空的飞机所观察的信号相比，其信号密度仍然非常低。预计高空飞机能观测到数百个每秒钟包含数百万个脉冲的信号。

接收机工作在 30MHz 以下时，信号具有明显的超视距传播方式，因而信号密度与高度并不直接有关。在视距外也能收到 VHF 和 UHF 信号，但接收信号强度与频率和传播地形有关。频率越高、非视距角越大，衰减就越大。实际上，可以认为微波信号受到电波视距的限制。

决定信号密度的另一个因素是接收机灵敏度（加上天线增益）。正如第 2 章所讨论的，接收信号强度随发射机至接收机的距离的平方成比例下降。接收机灵敏度定义为接收机能够从中恢复出所需信息的最小信号，大多数电子战接收机都包含有某种门限控制装置，

所以不必考虑低于其灵敏度电平的信号。因此，低灵敏度接收机和采用低增益天线的接收机处理的信号量远少于高灵敏度接收机和采用高增益天线的接收机。通过降低接收机系统识别威胁辐射源所必须考虑的信号数量，可以简化搜索问题。

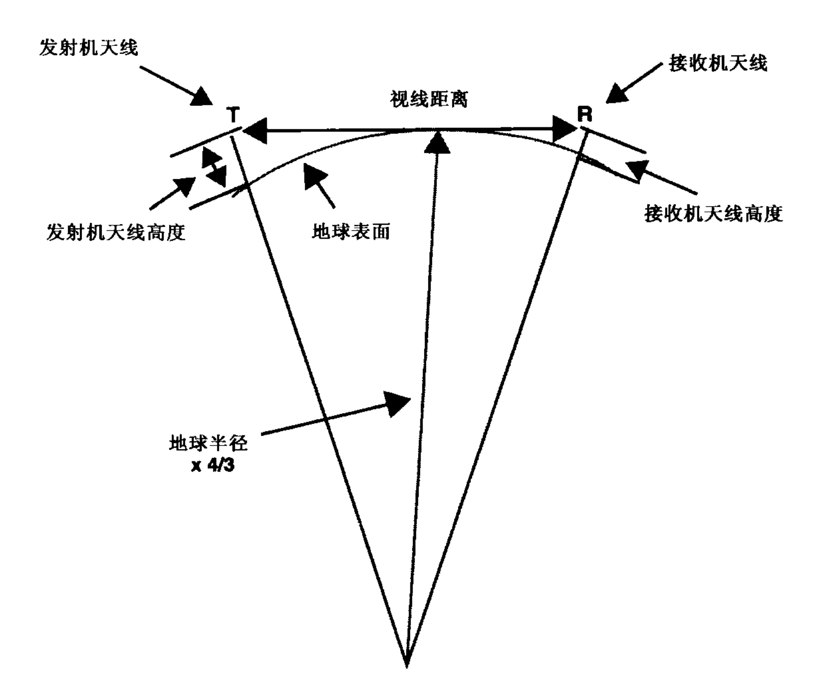


图 6.10　发射机与接收机间的视距由发射天线和接收天线的高度确定

6.3.3　从信号中恢复的信息

原则上，电子战侦察接收机系统必须恢复接收信号的全部调制参数。例如，若目标信号来自通信发射机——尽管系统可能并未设计用于窃听敌人在说什么——但仍需要确定频率、调制类型和调制特性以识别发射机类型（进而判别与之相关的军事装备类型）。就雷达信号而言，接收机必须正常恢复接收信号的频率、信号强度、

脉冲参数，和/或 FM 或数字调制，以便识别雷达类型及其工作模式。

ESM 与侦察接收机系统之间的一个重大区别是：ESM 系统通常只从接收信号中恢复足够识别信号的信息，而侦察系统通常要进行一套完整的参数测量。

应该指出的是，许多 ESM 系统都将辐射源定位和搜索处理综合在一起，将初步的辐射源位置测量作为信号隔离与识别的一部分。在信号搜索中，信号可能为友方信号或中立方的信号，因此可根据辐射源的位置在进一步的搜索处理中将其剔除。

6.3.4 用于搜索的接收机类型

表 6.3 给出了电子战侦察系统采用的接收机类型。第 4 章描述了这些接收机类型的功能。该表只列出了与搜索问题有关的一些特点。

表 6.3 各种类型接收机的搜索能力

接收机类型	灵 敏 度	可恢复的信息	多信号能力	瞬时频率覆盖
晶体视频	差	调幅	否	全波段
IFM	差	频率	否	全波段
布拉格小盒	适中	频率与信号强度	是	全波段
压缩	好	频率与信号强度	是	全波段
信道化	好	频率与所有调制	是	全波段
数字	好	频率与所有调制	是	适中范围
超外差	好	频率与所有调制	否	窄范围

晶体视频接收机能够连续覆盖较宽的频率范围，但灵敏度有限，只能检测调幅信号，而且一次只能检测一个信号。这使它们非常适合于对付高密度脉冲信号环境，但单个连续波信号的出现就可能会阻碍它们准确接收脉冲信号。

瞬时测频（IFM）接收机能在极短的时间内测量数字频率，但

灵敏度有限。它们在整个频段内测量每个输入脉冲的频率。与晶体视频接收机一样，它们一次只能测量一个信号。如果有一个信号比其他信号强得多，那么 IFM 接收机将测量它的频率。但是，如果有两个或多个信号的强度基本一样，IFM 接收机就不能进行有效的频率测量。IFM 接收机也是高密度脉冲环境中的理想接收机，但单个连续波信号同样会妨碍其对脉冲信号的测量。

布拉格小盒接收机能够测量多个同步信号的频率，因而它们不会被单个连续波信号所阻碍。但目前这种接收机的动态范围有限，因此不适用于大多数电子战应用。

压缩（即微扫描）接收机能迅速（通常在一个脉冲宽度内）扫描一宽频率范围。它们测量多个同时信号的频率及接收信号的强度，并且具有较高的灵敏度，但它们不能恢复信号调制。

信道化接收机能够同时测量不同信道中的多个信号的频率并恢复其调制。它们可以提供良好的灵敏度（与信道的带宽有关）。但是，带宽越窄，要覆盖指定频率范围所需的信道就越多。

数字接收机将一较大范围的频段数字化，然后用软件进行滤波和解调。它们能测量多个同时信号的频率并恢复其调制，同时能提供良好的灵敏度。

超外差接收机能测量频率并恢复任何类型的信号调制。通常，它们一次只能接收一个信号，因此不会受多个同时信号的影响。它们可以提供良好的灵敏度（取决于带宽）。超外差接收机的一个重要特点是可以设计成具有任意带宽，以便折中考虑频率覆盖范围和灵敏度。

6.3.5 宽带接收机搜索策略

电子战接收机采用的基本搜索策略有三种。第一种是将几部接收机中的一部专门用于搜索。第二种是用宽带测频接收机确定所有信号的频率，并用引导接收机进行详细的分析或监控。第三种是借

助采用了陷波滤波器的宽带接收机和窄带辅助接收机进行必要的信号搜索与测量，以解决所遇到的特殊信号环境问题。

第一种搜索策略如图6.11所示。对电子情报和通信电子支援措施系统而言，这是一个通用的方法。搜索接收机的带宽通常大于引导接收机的带宽，而且以最大的实际速率进行扫描。它把被测信号的频率和快速测得的其他信息送入处理器，处理器将各个信号分派给引导接收机，以提取所需的详细信息。注意：天线的输出信号必须进行功率分配再送入各接收机，因为接收机可调节到频率范围内的任意频率处。由于功分器会降低系统的灵敏度，因此实际应用时在功分器前加入一个低噪前置放大器。

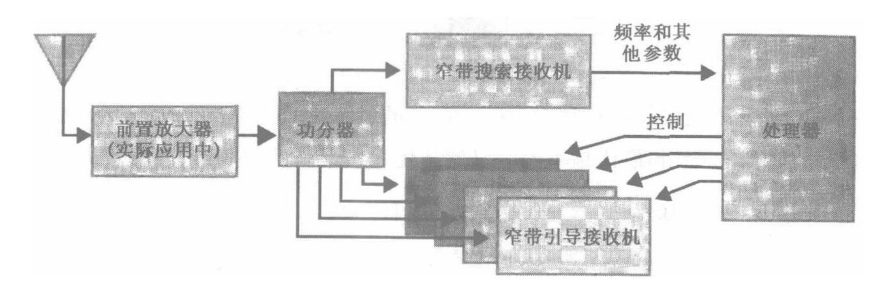


图6.11 在只采用了窄带搜索接收机的系统中，通常有一部接收机专门用于搜索，以最大的速率进行扫描并把信号送入引导接收机进行分析

图6.12所示为第二种搜索策略。同样，天线输出必须进行功率分配，而且一部接收机可以为多个窄带接收机提供引导信息。现在采用的是宽带测频接收机。测频接收机可以是IFM接收机、压缩接收机或布拉格小盒接收机。由于测频接收机只能测量信号的频率，所以处理器必须根据频率来分派引导接收机。处理器将保持最近发现的所有信号的记录。一般情况下，它会将新信号或高优先级的信号分派给监视接收机。

由于某些类型的测频接收机的灵敏度比窄带引导接收机的灵敏度低，所以它们可能接收不到某些被监控的信号。有两种方法可

以解决这个问题。如果接收的信号来自扫描雷达，随着雷达的主波束扫过接收天线，不太灵敏的测频接收机就能检测到信号，因此高灵敏度的监视接收机通过接收目标辐射源的副瓣便可检测到信号。其次，检测信号并测量其射频频率所需的接收信号强度通常比获得全信号调制信息所需的接收信号强度小。

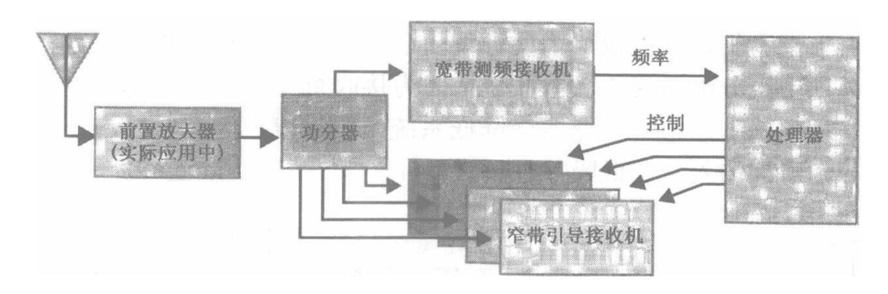


图 6.12　宽带测频接收机有时用于确定存在的所有信号的频率，然后，处理器将窄带接收机调节到最佳频率处，以便从优先级最高的信号中搜集所需信号

在雷达告警接收机（RWR）系统中，具备搜索功能是系统的首要特点。在图 6.13 中，典型 RWR 有一组宽带接收机（晶体视频和

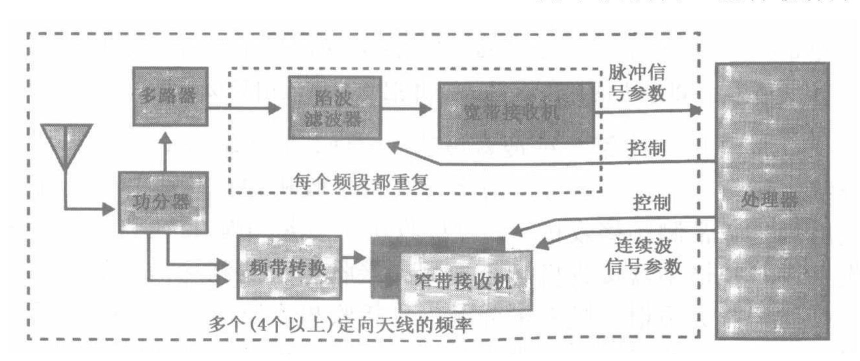


图 6.13　对工作在脉冲信号环境中的接收机而言，宽带接收机一般完成主要搜索功能，陷波滤波器保护它不受连续波信号的影响。窄带接收机处理连续波信号和高占空比信号

/或 IFM）来处理高密度脉冲信号。处理器接受每个所收脉冲的信息，并进行必要的信号识别分析。陷波滤波器可防止宽带接收机被连续波或高占空比信号阻塞。窄带引导接收机或信道化接收机用于处理连续波或高占空比信号并搜集宽带接收机无法恢复的其他数据。通常，每个频段都有一个专用宽带接收机，而且每个定向天线都有一组接收机，以便提供逐个脉冲的到达方向信息。

6.3.6 数字接收机

由于数字接收机具有很大的灵活性，所以总有一天它能完成全部搜索和监控工作。数字接收机受目前的数字化技术和计算机处理水平的限制，但这些领域的技术水平正在日新月异地发生着变化。

6.4 间断观察法

通常，对任何形式的电子战接收系统来说，要在实施搜索功能的简短时间内检测存在的所有威胁信号是一件困难的事情。几乎总是要覆盖一个宽频率范围，并且有一些信号类型只能用窄带接收机设备接收。当干扰机与接收机在同一平台或在很近的距离上工作时，这一过程就会更加困难，因为干扰机有可能使接收机收不到输入信号。假设电子战接收机的灵敏度在-65～-120dBm 之间，干扰机输出功率在数百或数千瓦。一个 100W 干扰机的有效辐射功率为+50dBm 加上天线增益，那么预计该干扰机的输出信号比接收机正在搜索的信号强 100～150dB（或更高）。

只要可能，就将接收机与其关联干扰机的工作隔离，即接收机与干扰机协同完成搜索功能，这样在它搜索某些频段或频率范围时，暂时不会发生干扰。在采用瞄准式干扰和某类欺骗干扰时，这种工作上的隔离能使接收机实施非常有效的搜索，同时某种程度上

的隔离能避免干扰机饱和接收机前端。遗憾的是这不能解决全部问题，所以必须采取其他措施。采用宽带干扰时，通常将会压制接收机的整个频段，除非具有足够的隔离。

首选的间断观察法能在干扰机和接收机之间实现尽可能高的隔离。如图 6.14 所示，天线波束增益所产生的隔离是很重要的。发射天线指向干扰对象的增益与指向自己的接收天线的增益之差降低了收发之间的干扰。接收天线在目标方向与指向自己的发射天线方向上的增益之差也有同样的帮助作用。图中所给出的天线波束是比较窄的，但是如果天线之间在物理上相互遮挡（如一个在飞机顶部，一个在飞机底部），即使对于宽波束天线甚至全向天线，也同样具有通过天线增益产生的隔离。

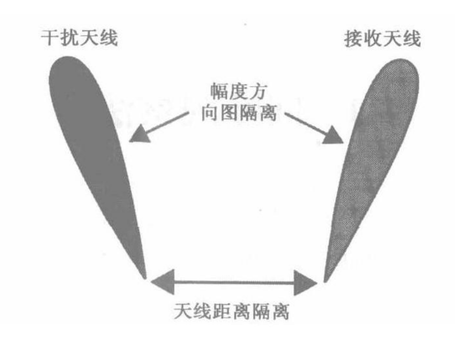


图 6.14　接收机与干扰信号功率间的隔离随接收天线和干扰天线间的距离、天线增益图隔离和极化隔离的变化而变化

天线间的物理分隔也是有所帮助的。第 2 章给出了两个全向天线间的扩展损耗公式。该方程适用于较短距离的另一种形式是：

$$L=-27.6+20\log_{10}(F)+20\log_{10}(D)$$

其中，L 为扩展损耗（dB）；F 为频率（MHz）；D 为距离（m）。

这样，工作在 4GHz、距接收机 10m 远的干扰机仅由干扰与接收天线间的距离就获得了 64.4dB 的隔离。

如果干扰天线和接收天线采用不同的极化方式，则可提供额

外的隔离。如右旋圆极化和左旋圆极化天线间的隔离约为25dB。通常，宽带天线的极化隔离小于此值，窄带天线的极化隔离大于此值。

此外，采用雷达吸收材料也可以提供附加隔离，尤其是在较高的微波频率处。

如果干扰天线与接收天线之间不能实现充分的隔离，那么就必须提供图6.15所示的较短的间断观察期，在该时期内接收机完成其搜索功能。间断观察期的计时和持续时间是折中考虑干扰效果与接收机对威胁信号的截获概率的结果。间断观察期必须足够短，以防止威胁雷达接收到足够的信号而继续其工作。另一方面，接收机在特定时间段内接收最具挑战性威胁信号的概率将被降低一个系数，而这个系数与干扰机发射时间的百分数密切相关。

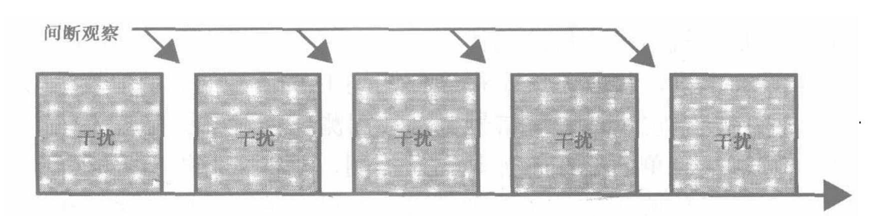


图6.15 如果接收机与干扰机之间的隔离不够，则必须中断干扰以使接收机有时间执行其搜索功能

第7章 LPI信号

7.1 低截获概率信号

雷达信号和通信信号均被认为是低截获概率（LPI）信号。LPI雷达就是窄天线波束、低有效辐射功率，以及扩展雷达信号频率的调制的组合。LPI 通信信号通常依靠扩展调制来使其很难被探测和干扰。我们将着重讨论 LPI 通信信号，特别是扩频调制，它能提供超越敌方接收机与干扰机的优势。

从设计上讲，接收系统是很难探测到 LPI 信号的。LPI 信号的定义非常广泛，它包括了使信号更难被探测或辐射源更难被定位的任何特征。最简单的 LPI 特征是辐射控制，即将发射机功率降低到最小电平，以使威胁信号（雷达或通信）提供足够的信噪比给相关接收机。较低的发射功率缩短了敌接收机对辐射信号的探测距离。类似的 LPI 方法还有：采用窄波束天线或副瓣抑制天线。由于这些天线发射的离轴功率较小，故敌接收机更难以探测到其信号。如果信号持续时间缩短，那么接收机搜索信号频率和/或到达角的时间就很短，因此降低了其截获概率。

然而，在我们考虑 LPI 信号时，我们最常考虑的是能降低信号可探测性的信号调制。LPI 调制是在频率上扩展信号的能量，因此发射信号的频谱大于携带信号信息所需的信息带宽。扩展信号能量降低了每个信息带宽的信号强度。由于接收机中的噪声是其带宽的函数（如第 4 章所描述的），任何试图在其整个带宽内接收和处理信号的接收机的信噪比将因信号扩展而大大下降。

如图 7.1 所示，在发射机和专用接收机之间有一个同步系统，使接收机能够解除同步调制，进而在信息带宽内处理接收信号。由于敌接收机未参与同步系统，所以它就无法使信号带宽变窄。

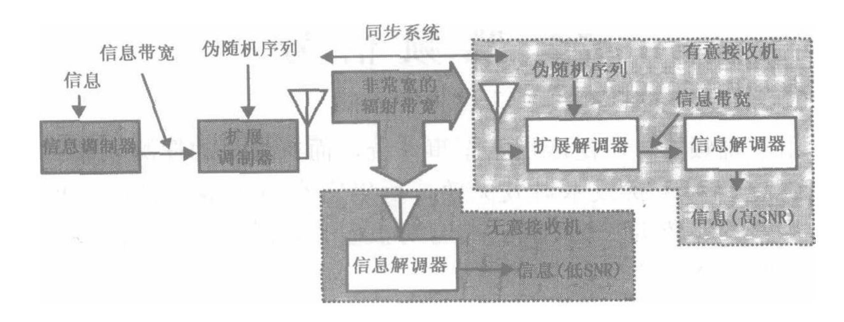


图 7.1　扩谱信号的带宽远大于所携带信息的带宽。有意接收机可以将带宽降低到信息带宽，但无意接收机不能

扩展信号频率的调制方法有三种：

- 周期性地改变发射频率（频率跳变）；
- 高速率扫描信号（线性调频）；
- 用高速数字信号调制信号（直接序列扩谱）。

LPI 调制给搜索功能带来的难题是迫使其必须在灵敏度和带宽之间进行折中。在有些情况下，扩展技术的结构能带给接收机一些优点，但这需要对调制特性有一定程度的了解，并且能够大大降低接收机及相关处理器的复杂度。

7.1.1　LPI 搜索策略

基本的 LPI 搜索技术总是包括优化截获带宽和下列多项内容：

- 采用各种综合方法进行能量检测；
- 快速扫描，积累并分析多个截获信号；
- 宽带测频并送入快速调谐接收机；

- 利用各种数学变换进行量化和处理。

应用于各种 LPI 调制的技术将在有关调制的章节中进行讨论。

7.2 跳频信号

由于跳频信号广泛应用于军事系统，而且常规的探测、截获、辐射源定位和干扰技术对其无效，所以它在电子战中是非常重要的。尽管频率随机变化的雷达信号可被看作是跳频信号，但我们着重讨论跳频通信信号。

7.2.1 频率与时间的关系

如图 7.2 所示，跳频信号在一频率上保持一较短时间，然后跳变到另一不同频率上。跳频间距通常为一固定间隔（如 25kHz），同时覆盖非常宽的频率范围（如 30～88MHz）。在此例子中，信号可能在 2320 个不同频率点出现。信号保持在一个频率点的时间称为跳频周期或跳频时间。频率变化的速率称为跳频速率。

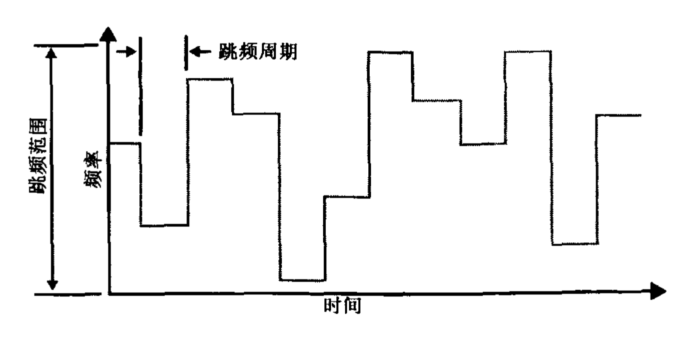


图 7.2 伪随机跳频序列

由于跳频信号携带有数字信息，因此存在着数据率（信息的比特率）和跳频速率。信号分为“慢跳频”和“快跳频”。根据定义，

慢跳频信号是跳频速率小于数据率的信号，快跳频信号是跳频速率大于数据率的信号。然而，大多数人认为跳频速率为 100 跳/秒的信号为慢跳频信号，跳频速率更高的信号为快跳频信号。

7.2.2　跳频发射机

图 7.3 所示为跳频发射机的常见框图。首先，它生成一个载有信息的调制信号，然后，调制信号与本振（极快的合成器）差拍至发射频率。每次跳频，合成器都被调谐到伪随机过程选定的频率点。这意味着尽管敌窃听器无法预测下一个调谐频率，但仍有办法使协同工作的接收机同步到发射机。同步时，接收机与发射机协调，所以它能近似连续地接收信号。

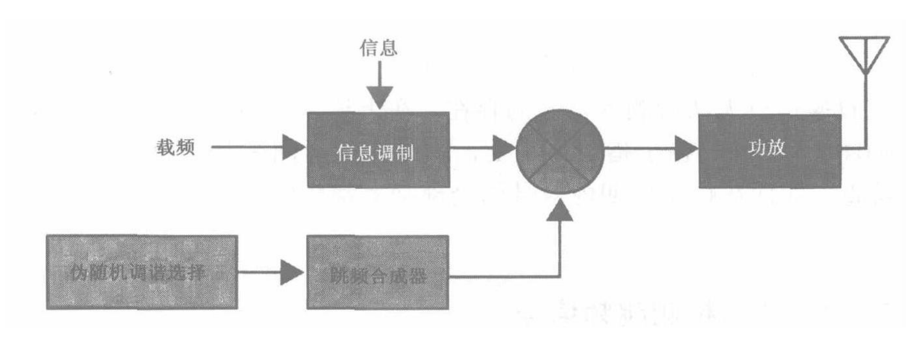


图 7.3　将调制信号与本振差拍生成跳频信号，本振根据伪随机调谐频率选择电路的指令进行调谐

由于调整到一个新频率点要花一定时间同步（如图 7.4 所示），故在每次跳频开始有一段时间无数据发射。该时间在跳频周期中所占的百分比很小。这一调整时间就是信息必须以数字形式发射的原因。在跳频稳定期间发射的数据可用于在接收机中产生连续的输出信号，所以人耳不必应对跳频转换。

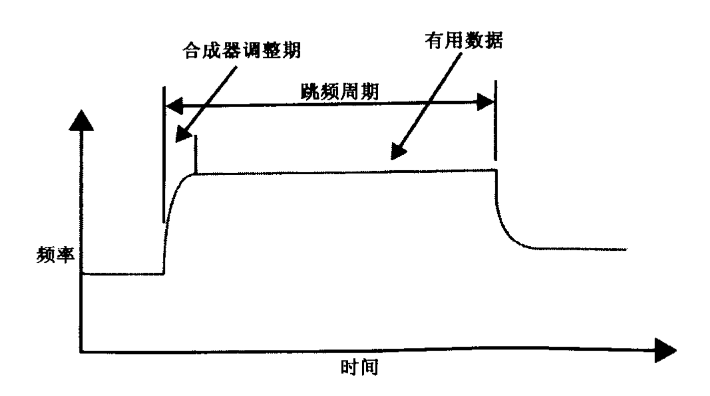


图 7.4 在跳频发射机可以发射数据前，跳频合成器需要调整一段时间

7.2.3 低截获概率

跳频信号是低截获概率信号，这是因为它占用频率的时间太短以致操作员无法检测到信号的存在。在上述例子中，预计信号只有0.04%的时间存在于指定频率上，因此在该时间内其接收功率大大降低，即便在跳频周期内信号的全部功率都集中在单个频率上也是如此。

7.2.4 如何检测跳频信号

实际上，跳频信号（尤其是慢跳频信号）比其他类型的 LPI 信号更容易检测，因为其全部功率集中在一个信号带宽内（如同固定频率接收机）一段时间（对慢跳频信号来说约为 10ms）。接收机能在比这个时间短得多的时间内检测能量，因此每次跳频期间它能扫描许多信道。增加接收机的带宽更有利，因为每次步进它可覆盖的调谐频率更多，而且能以更高的速率步进。需要记住的是不必在每次跳频时都覆盖全频带，只要截获一次跳频，就能检测到信号存在。当然，跳频速率越高，检测跳频信号就越难。

假定有足够的接收功率，宽带测频接收机（布拉格小盒、IFM 或压缩接收机）就能较好地检测信号。但是，某些宽带接收机的灵敏度有限。

7.2.5　如何截获跳频信号

虽然检测跳频信号比较简单，但截获跳频信号却很难。问题是必须在开始接收信号的调制前检测跳频信号并确定其位置，然后调谐到该频率。由于无法预测下一个跳变频率，所以每次跳频都要重新进行搜索。如果希望接收每次跳频的 90%，就必须在 10%的跳变周期内（小于调整时间）搜索整个跳变范围。这或许需要某种宽带测频技术。

7.2.6　如何确定跳频发射机的位置

测量跳频信号的方位有两种基本方法。一是用快速调谐接收机扫描跳频范围，当发现信号时进行快速测向。这种测向系统一般只捕获适当的跳频，但要对它每次能够测量的到达方向进行跟踪。在获得一个到达角的一些测量值后，就报告在该方向有跳频发射机。

第二种方法是用两个以上的宽带接收机瞬时覆盖整个跳频范围或大部分跳频范围，并且通过处理这些接收机的输出进行测向。如果这些接收机是数字接收机，那么采用某种变换来处理数字信号以确定信号的频率和到达方向。若采用宽带模拟接收机，则比较接收机输入信号的相对幅度和相位即可确定到达方向。

7.2.7　如何干扰跳频信号

跳频信号具有抗干扰优势，如图 7.5 所示。该优势基于一个假设，即：干扰机知道全部跳频范围，并且必须将其干扰功率扩展到

整个频率范围。在前面采用的例子中（以 25kHz 的步长跳变 2320 次），跳频电台的干扰优势为 2320，即 33.6dB。这意味着在特定干信比下，对抗跳频信号所需的干扰功率要比对抗固定频率通信链路所需的干扰功率大 33.6dB。

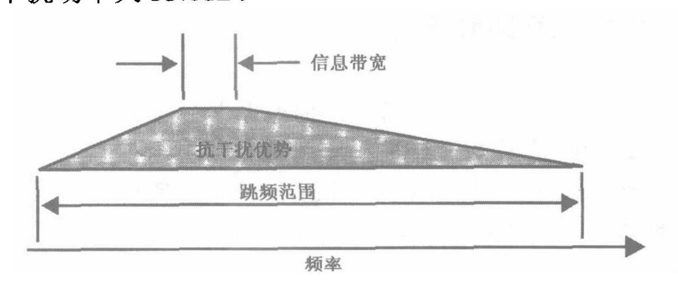


图 7.5　采用常规干扰机连续干扰跳频信号，干扰机的功率必须扩展到整个跳频范围。跳频范围与信息带宽之比就是抗干扰优势

这种方法有一个缺点，即极有可能会干扰到工作在该跳频范围内的友方通信链路。因此，可采用另外两种方法。第一种是采用跟随干扰。跟随干扰机检测每次跳变的频率，然后干扰此频率。这是一个很好的方法，但需要快速测频技术以使干扰机迅速对准信号进而干扰敌每次跳频的发射信息。

第二种是采用宽带干扰，但要使干扰机靠近敌接收机。该方法能以最小的干扰功率进行有效干扰，并且能保护友方的通信。

7.3　线性调频信号

本章讨论的第二种 LPI 信号是线性调频信号。线性调频雷达信号在其脉冲持续期间进行频率调制，以便压缩所接收的回波脉冲从而提高距离分辨率。然而，当扫频调制用于通信或数字信号时，其目的就是防止信号被探测、截获、干扰，或阻止发射机被定位。

7.3.1 频率与时间的关系

如图 7.6 所示，线性调频信号以极高的扫描速率迅速扫过相当大的频率范围。扫描波形不必是图中的线性信号，但重要的是要减小易损性以使敌接收机很难预测信号何时会出现在特定频率处。这可通过随机改变扫描速率（或调谐曲线的形状）或伪随机选定扫描起始时间的方法来实现。

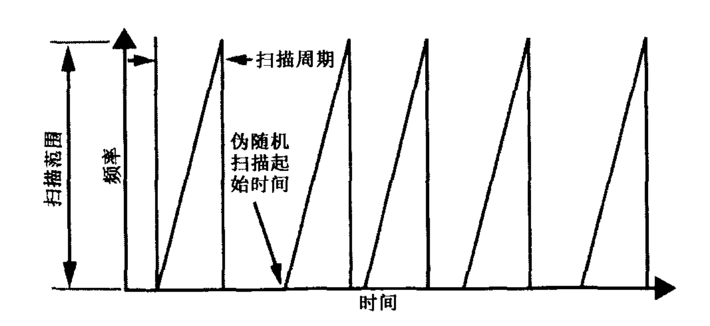


图 7.6 线性调频信号扫过较大的频率范围，在其扫描周期内扫描起始时间是伪随机选定的。这样能使敌接收机无法同步到线性调频信号的扫描频率上

7.3.2 线性调频发射机

图 7.7 所示为一个非常通用的线性调频信号发射机的组成框图。首先，它生成一携带信息的调制信号。然后，调制信号与高速扫描的本振差拍至发射频率。接收机有一个同步到发射机扫频的扫频振荡器。该振荡器用于将接收信号再转换到一固定频率，这可使接收机在信息带宽内处理所接收的信号，从而使线性调频过程对接收机而言是“透明”的。与跳频 LPI 方法一样，发送的数据可以是数字式的以便数据块同步到扫频，然后在接收机中重新变为连续的数据流。

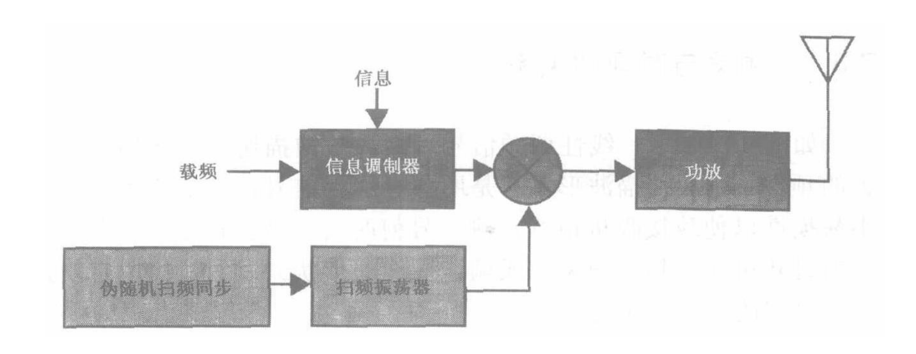


图 7.7　线性调频 LPI 信号通过将调制信号与本振差拍而产生，该本振以很高的调谐速率扫过较大的频率范围。每次扫描的起始时间被伪随机地选定

7.3.3　低截获概率

线性调频信号的 LPI 品质与接收机的设计方法密切相关。接收机带宽一般约等于要接收的信号的频率占用范围。这样能提供最佳的灵敏度。为达到最大发射效率，调制信号带宽要约等于它所携带的信息的带宽。

正如第 6 章所介绍的，信号必须保持在接收机带宽内一段时间（该时间等于带宽的倒数），从而使接收机能以足够的灵敏度检测信号。例如，10kHz 带宽需要信号存在 1/10 000Hz，即 100μs 的时间。线性调频信号在接收机的带宽内存在的时间比所需时间少得多，如图 7.8 所示。

例如，假定信息带宽为 10kHz，并以每毫秒线性扫描一次的速率在 10MHz 范围内对信号进行线性调频，则扫频信号在其 10MHz 扫描范围内的任意 10kHz 频段内仅持续 1μs，那么只要 1%的所需时间就能正常接收信号。

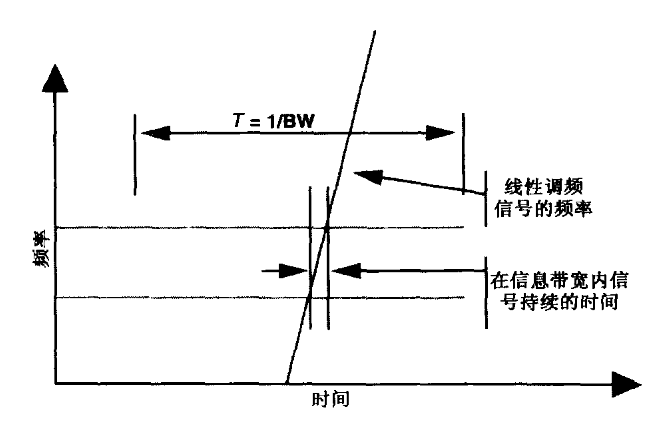


图 7.8　普通接收机要求信号在其带宽内持续的时间 T 至少等于其带宽的倒数，以接收该信号。由于线性调频信号的扫描速率较高，因此它在最优到信息信号的接收机带宽内持续的时间远远小于时间 T

7.3.4　如何检测线性调频信号

线性调频信号易被探测主要在于它的全部信号功率通过了其线性调频范围内的每一个频率点。这意味着旨在测量接收信号频率（没有捕获调制）的接收机可能会收到一个线性调频信号的许多频率点。对该数据的分析将表明此信号是线性调频的，同时还将给出一些频率扫描特性信息。设计一个其相对于瞬时 RF 带宽的灵敏度比恢复信号调制所需的灵敏度更高的载频接收机是可行的。

7.3.5　如何截获线性调频信号

为了截获线性调频信号（即恢复它所携带的信息），必须生成近似连续的调制信号输出。显而易见的方法是提供一个其调谐斜率与线性调频发射机的调谐斜率相同的扫频接收机，并以某种方式将接收机扫描与信号扫描同步。

如果能从截获的一系列载频中计算出调谐斜率，那么要生成正确的接收机调谐曲线就很简单。如果解决了伪随机扫描同步问题，则可预测“扫描对扫描”的定时。另一种方法是将整个线性调频范围数字化，并且用软件进行曲线拟合以便在一定的处理等待时间内恢复调制。

无论怎样，从技术上讲要恢复具有伪随机选择斜率或扫描同步的线性调频信号的调制是很困难的。

7.3.6　如何定位线性调频发射机

如果能检测到线性调频信号，则采用第 8 章讨论的大部分测向技术就可确定发射机的位置。一般而言，采用的技术必须能使间歇接收的载频信号足够测量到其到达角。因此，采用两个以上天线同时接收信号的方法似乎最合适。

7.3.7　如何干扰线性调频信号

同跳频信号一样，干扰线性调频信号有两种基本方法。一种方法是预估信号频率与时间的特性曲线，并用干扰机以与试图接收的线性调频信号相同的频率将能量输入到接收机。这样就能在任何指定干扰功率和干扰位置都获得最大干信比（J/S）。

第二种方法是用宽带干扰信号覆盖全部或部分线性调频范围，该宽带干扰信号的功率必须足够大以在敌接收机的解线性调频输出中产生足够大的 J/S。在图 7.9 中，线性调频信号的抗干扰优势等于其信息带宽和线性调频频率范围之比。

根据信号调制的不同，实施有效的部分带宽干扰是可行的。这种干扰技术将干扰功率集中在一小段线性调频范围内，从而使被干扰部分的 J/S 能在携带信号信息的数字调制中产生较高的误码率。

当然，被干扰的范围与干扰功率、线性调频发射机的有效辐射功率和该发射机与干扰机至被干扰接收机的相对距离有关。通常，部分干扰将会在任何指定干扰功率和干扰位置对通信系统产生最大的破坏。

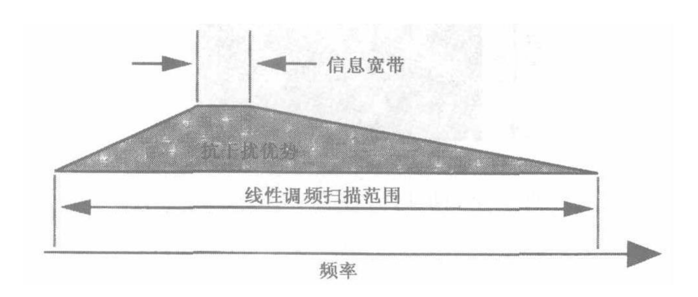


图 7.9　除非干扰机可与信号线性调频速率同步扫描，否则干扰机的功率必须扩展在整个扫频范围。线性调频范围与信息带宽之比即为抗干扰优势

7.4　直接序列扩谱信号

本章讨论的最后一类扩谱信号是直接序列扩谱信号（DS）。这种信号最符合扩谱信号的定义，因为从字面上讲它是扩展频率而不是在宽频率范围内快速调谐。DS 广泛用于军事和民用领域，它能对抗有意干扰和无意干扰，也能多次使用一个频段。

7.4.1　频率与时间的关系

在图 7.10 中，DS 信号连续占有一宽频率范围。由于 DS 信号功率分布在这个扩展的频率范围，故在信号的信息带宽内（即信号扩展前的带宽）所发射的功率降低了一个等于扩展系数的倍数。第 4 章给出了一个计算在指定接收机带宽下的噪声功率（kTB）的

公式。在典型应用中，DS 扩谱信号的功率小于噪声功率。实际上，图 7.10 简明表述了直接序列扩谱信号的覆盖频率与时间之间的关系。该频谱形成了一个比信号携带的信息谱宽得多的正弦曲线。



图 7.10　直接序列扩谱信号的发射功率均匀地扩展在一个远大于基本信号调制范围的频段内

7.4.2　低截获概率

DS 信号的低截获概率基于这样的事实：宽开接收信号的非兼容接收机将有很大的 kTB 噪声，从而使所截获信号的信噪比极低。这就是 DS 信号的功率电平低于噪声电平的含义。

7.4.3　直接序列扩谱发射机

图 7.11 所示为 DS 扩谱发射机的通用框图。首先，它产生一携带信息的调制信号。该信号具有足够的带宽来携带发射信息，所以可以说它是一个“信息带宽”信号。然后，该调制信号再次与一个高比特率的数字信号进行调制。第二次调制可采用几种调相方法之一进行。数字调制信号的比特率（称为切普率）比最大信息信号频率大一到几个数量级，而且具有伪随机码模式。该调制的伪随机性质能使输出信号的频谱均匀地扩展在宽频率范围内。其功率分布特性随所采用的调相类型而变，但有效带宽的量级为 1/切普率。

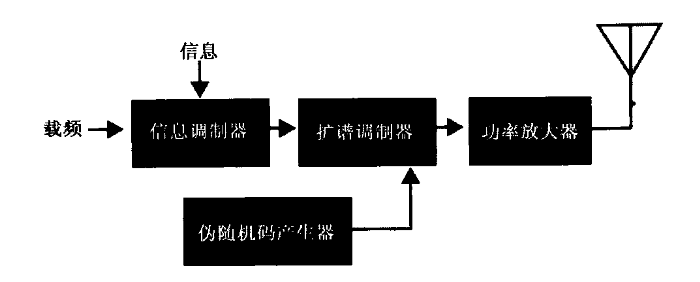


图 7.11　直接序列扩谱发射机将信息信号与比特率远大于携带信号信息所需的伪随机数字信号进行调制

7.4.4　DS 接收机

用于接收 DS 扩谱信号的接收机有一个扩谱解调器，该解调器采用了与发射机相同的伪随机信号，如图 7.12 所示。由于信号是伪随机的，所以具有伪随机信号的统计特性，但它可以恢复。通过同步处理可使接收机代码与所收信号代码同相。这时，所接收的信号被折叠到信息带宽内以恢复输入到发射机的扩谱调制器中的信号。

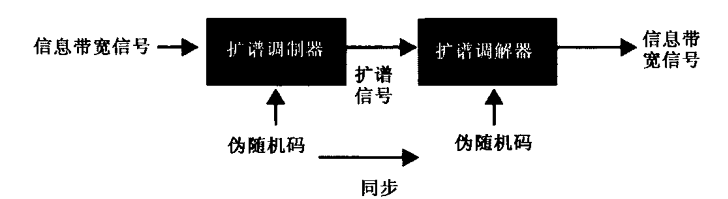


图 7.12　当扩谱信号通过兼容接收机的数字解调器时，采用与发射机相同的伪随机码将其解调。接收机代码产生器与发射机代码产生器同步，这就恢复了信息带宽信号

由于军事应用中的扩谱代码是严格保密的，正如加密中采用的伪随机码严格受控一样，所以试图截获 DS 信号的敌人无法破坏信号，因而必须对付功率密度极低的扩谱发射信号。

7.4.5 去扩谱的非扩谱信号

扩谱解调器的一个非常有用的特性是未包含正确代码的信号被扩展了与编码正确的信号去扩展相同的倍数，如图 7.13 所示。这意味着 DS 接收机所收到的 CW 信号（即来自未调制的单频率发射机）将被扩频，因此，对所需信号（去扩谱的）的影响将大大降低。由于在几乎所有应用中所遇到的干扰信号大多是窄带的，所以 DS 链路在杂波中的通信功能极佳，为该技术用于商业和军事领域提供了广阔的前景。

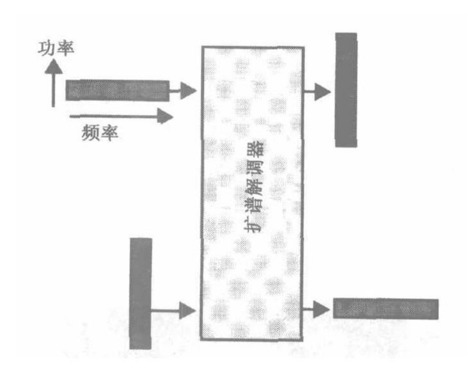


图 7.13　采用将扩谱信号的频谱折叠到其信息带宽内的同样处理可将任意非同步的信号扩展同样的倍数

采用 DS 扩谱的另一个理由是可通过码分多址（CDMA）多次使用同一信号频谱。代码集被设计成是相互正交的，也就是说，任意两个集的互相关性极低。这种正交性用一个 dB 值来表示：即假如没有选择正确的代码集，则鉴频器的输出所降低的 dB 数。

7.4.6 如何检测 DS 信号

检测 DS 扩谱信号有两种基本方法：一是通过具有各种滤波选

择的能量检测，一般情况下，这要求所接收的信号很强；二是利用发射信号的某些特性。双相调制具有较强的更易被检测到的二次谐波，另一个可利用的特性是扩谱调制的恒定切普率。将检测或处理严格限制在与切普率相关的谱线附近以大大提高检测信噪比是可行的。

7.4.7 如何截获 DS 信号

同所有的扩谱信号一样，DS 信号很难截获（即恢复发射的信息）。如果全部或部分获知扩谱代码，即可用其进行复杂处理。此外，宽带数字接收机可以在相当近的距离上截获一部分信号并非实时地利用各种代码来恢复调制。

7.4.8 如何定位 DS 发射机

任何一种多传感器测向方法都可用于确定 DS 发射机的位置，但传感器必须能够检测信号。然后，对每个传感器接收的信号幅度、相位或频率进行处理以确定辐射源的位置。一般来说，当所接收的信号较强时，DS 发射机的位置非常容易确定；而当所收信号较弱时，要确定 DS 发射机的位置则非常困难。

7.4.9 如何干扰 DS 信号

如图 7.14 所示，DS 扩谱信号提供的抗干扰优势等于带宽的比值。因此，除非干扰机具有有效的扩谱调制信息，否则只有一种方法实用，即采用宽带干扰并将干扰机靠近敌接收机。这样就可用最小的干扰功率实施有效干扰并保护接收机远离干扰机的友方通信。

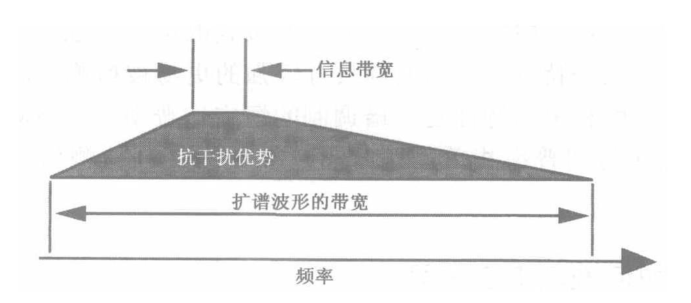


图 7.14　为了干扰扩谱信号，必须使足够的干扰能量通过去扩谱处理。去扩谱处理会将非同步的信号抑制一个等于扩展带宽与信息带宽之比的倍数

7.5　一些实际考虑

对 LPI 信号的定位和干扰有一些很重要的新技术和新方法。

7.5.1　扩谱信号的频率占用

通常，跳频设备不会占用全部的连续频率范围，而且现代接收与分析系统能够确定所使用的频率。图 7.15 所示为这种系统的典型输出，它可通过对准占有的跳频点而使辐射源定位和干扰系统的效率提高。

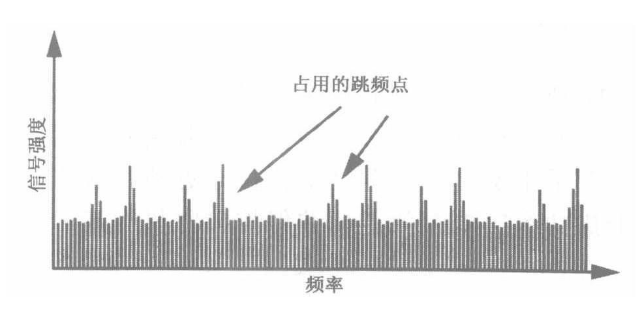


图 7.15　测得的跳频信号的频谱表示出正在使用的信道

这类系统还可以用来确定其他 LPI 信号的频谱占用。图 7.16 所示为直接序列扩谱信号的频谱。当然，此信息降低了每个扩谱类型的有效“抗干扰优势”。

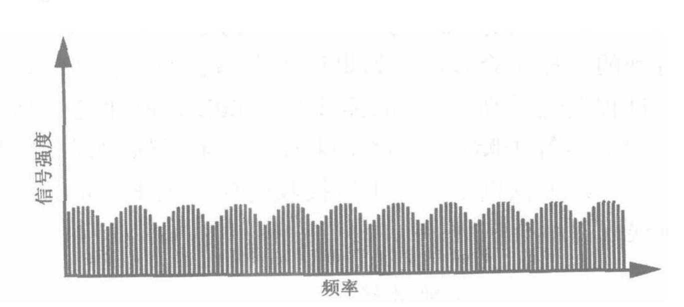


图 7.16　测得的直接序列扩谱信号的频谱表明了其功率在频带内不是均匀分布的

提高跳频检测和抗干扰优势的一个因素就是现代跳频电台对其采用的跳频点有很大的选择性，使其能够避免无意干扰和有意干扰。纠错码还能够增加跳频信号的抗干扰能力。

虽然从考虑 LPI 信号的工作方式而忽略这些复杂的问题开始是合适的，但不理解实际方案是复杂、多变的就很容易被误导。如同电子战的大多数领域一样，通信（或雷达）和对抗之间的竞争也非常激烈。

7.5.2　部分频带干扰

部分频带干扰是可对跳频信号实施最佳干扰的技术。跳频信号携带数字形式的信息。干扰数字信号的目的是产生足够的误码以防有用信息从发射机传送到接收机。被传送信息可容忍的误码率取决于其性质。有些类型的信息（如遥控指令）要求误码率极低，而语音通信可以容忍的误码率较大。纠错码也将使系统不易受到误码及由此产生的干扰的影响。

如图 7.17 所示，进入数字接收机的信噪比和呈现在它所产生的

数字输出中的误码率之间是一种非线性关系。通信原理教科书中包含有一系列这种曲线，携带数字信息的每一类调制技术都对应其中一条曲线。然而，所有曲线都具有图示典型例子中的基本曲线，该曲线顶部平坦处大约有 50%的误码率。认为 50%的误码率与在数字信号中得到的一样是合理的。如果误码率超过 50%，那么输出与所发射的信息相关性更高。所有的曲线都在 0dB 信噪比处达到 50%的误码率（即信号等于噪声）。这意味着无论采用何种调制类型，如果噪声电平（或干扰电平）等于所接收的信号电平，那么在干扰电平增大时误码率不会增大。

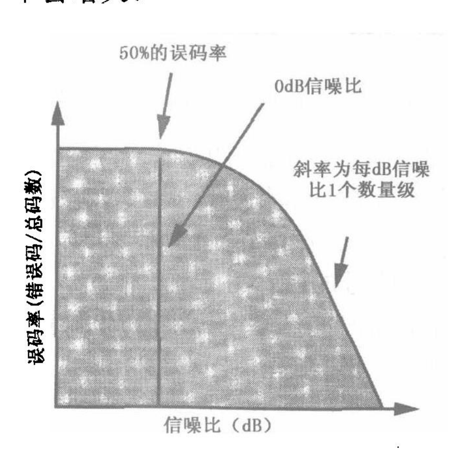


图 7.17　数字接收机输出端的误码率与进入接收机的带内信噪比相关。虽然各种调制的曲线不同，但该曲线具有代表性

假设发射机和接收机的位置，以及发射的有效辐射功率是已知的，那么就可计算出抵达接收机的信号功率。图 7.18 给出了通信和干扰的几何位置。到达接收天线的信号强度（采用 dB 值）为：

$$P_A=\text{ERP}-32-20\log(d)-20\log(F)$$

其中，P_A=到达接收天线的信号强度（dBm）；EPR=发射天线的有效辐射功率（dBm）；d=发射机和接收机之间的距离（km）；F=发射信号的频率（MHz）。

根据上面的情况，如果接收天线波束是全向的，则干信比公式由下式确定：

$$J/S=ERP_J-ERP_T-20\log(d_J)+20\log(d_T)$$

其中，J/S=干信比（dB）；ERP_J=干扰机的有效辐射功率（dBm）；ERP_T=发射机的有效辐射功率（dBm）；d_J=干扰机至接收机的距离（任意单位）；d_T=发射机至接收机的距离（同一单位）。

理想情况下，我们应发射足够的干扰功率，将其扩展到发射机跳变的所有信道上，以使接收天线处的干扰功率等于所需信号的功率（J/S=0dB）。

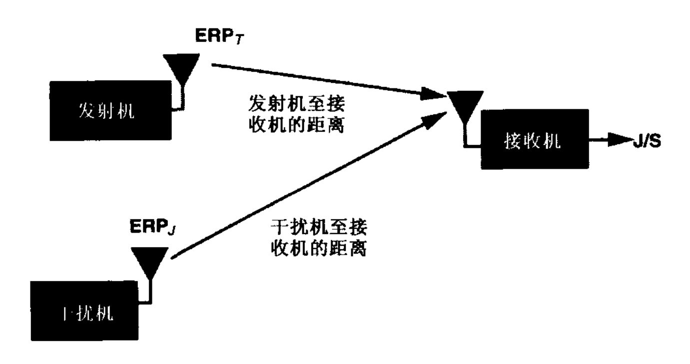


图 7.18　部分带宽干扰通过在尽可能多的信道中使每个信道的干扰功率等于所接收的来自发射机的信号强度来优化可用的干扰功率

假如干扰机没有足够的功率在整个跳变范围内使 J/S=0dB，那么应缩窄干扰频段。通过将干扰功率集中在较少的信道直至被干扰的每个信道的 J/S 为 0dB，即可优化部分频带干扰的干扰效果。如果对发射信号结构具有足够的了解，从而能确定小于 0dB 的 J/S 可提供合适的误码率，那么不同的干扰功率分布就可提供最佳的结果。

第 8 章　辐射源定位

几乎所有的电子战（EW）和信号情报（SIGINT）系统都需要具备对敌信号源进行定位的能力，该功能通常被称做测向（DF）。这是一个重要的概念，DF 指标取决于所需的定位精度和截获位置。

8.1　辐射源定位规则

EW 和 SIGINT 系统对信号辐射源进行定位的理由有几种，见表 8.1。在许多系统中，信息以多种方式被应用，对定位精度要求最高的应用将决定系统的设计方案。表中的精度只是一些典型值，具体应用的要求千差万别。例如，确定电子战斗序列（EOB）所需的定位精度将取决于战术态势，而攻击定位目标所需的精确目标定位精度取决于武器的有效杀伤半径。

在许多情况下，绝对定位精度不如所提供的分辨率重要。分辨率旨在度量 DF 系统在其工作范围内能够测定的不同辐射源的数量。因此，为 EOB 收集辐射源位置信息的系统需要具备足够的分辨率以识别并置的辐射源类型，因为在 EOB 研究中这是一个重要的参数。

表 8.1　辐射源定位的目的及意义

目　的	意　义	所需精度
电子战斗序列	与特定武器和装备有关的辐射源的位置表明了敌方的实力、部署和作战任务	中等——约 1km
武器传感器定位（自卫）	聚焦干扰功率或机动规避威胁	低——角度一般，距离约等于 5km

续表

目的	意义	所需精度
武器传感器定位（自卫）	其他友方作战人员规避威胁	中等——约 1km
敌方资源定位	缩小侦察搜索范围或将信息传递给寻的装置	中等——5km
精确目标定位	利用炸弹和高炮直接进行攻击	高——约 100km
辐射源鉴别	根据位置分选出威胁进行识别处理	低——角度一般，距离约等于 5km

随着通过改变跳变频率和重频抖动等参数来隐藏信号的方法应用越来越广，辐射源位置的鉴别已成为 DF 系统一种更为重要的能力。利用位置来分选各个脉冲或通信信号的跳频可能是确定它们是否来自同一信号源的唯一方法，并且可能是采集足够数据以识别威胁类型的唯一方法。

每一个测量辐射源位置的理由都适用于从直流到光波任意频率范围内的电磁辐射源类型。尽管一种方法或技术可能更适于满足其中一个目的，但如果进行适当规定和设计，大多数方法都能实现任一目的。所收集的信号的性质、辐射源定位系统的配置平台和预测的战术态势通常将决定所做的选择。

8.2　辐射源定位的几何位置

辐射源定位是采用以下五种基本方法之一实现的。

- **三角定位法：**三角定位技术通过来自已知位置的两条直线的交点来确定辐射源的位置。图 8.1 以二维图形表示了这种方法，图中的两条直线是在两个截获站接收到的信号的方位。当必须确定辐射源在三维空间的位置时，就要在每个站测量方位和仰角。最好还是采用三个截获站，以便将辐射源位置限定在三条方位线的交点上。第三条方位线提供适当的校

验，因为一条方位线的误差会产生非常大的位置误差。

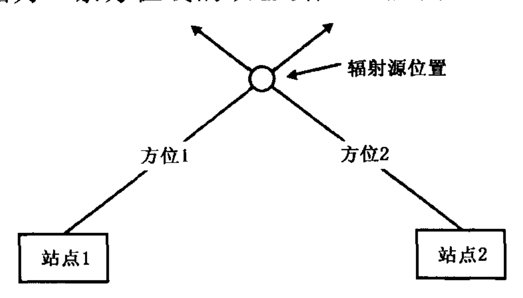


图 8.1　三角定位法就是从多个站点进行测向，其中二维测量值（方位）的交点就是辐射源的大概位置

- **角度与距离法：**图 8.2 所示定位技术只需要一个截获站，但必须测量角度和距离两个参数。大多数雷达采用这种方法对目标进行定位，因为雷达是有源辐射器，可直接测量距离，但 EW 和 SIGINT 系统必须以无源方式测量距离。单站定位（SSL）系统采用这种方法来确定 HF（约为 3～30MHz）发射机的距离。由于 HF 信号是经电离层反射的，所以通过测量所接收的反射信号的仰角和反射点处电离层的状态（其高度）就可确定该距离。机载雷达告警接收机测量接收到的信号功率，并通过计算将已知辐射功率衰减到接收信号电平的传播损耗距离来确定功率已知的雷达的距离。这两种方法的精度都比较低。

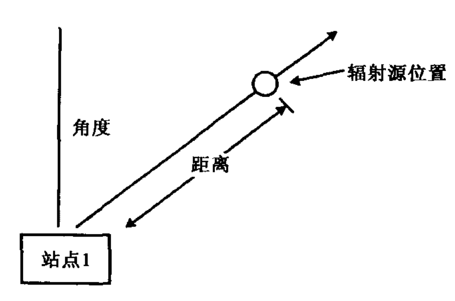


图 8.2　在角度和距离法中，辐射源至 DF 系统的距离可由接收信号的强度导出

- **多距离测量法：**该技术通过两个半径已知的圆弧的交点来确定辐射源的位置。在 EW 和 SIGINT 应用中，采用实际测距定位方法存在两个明显的问题。首先，来自两个截获位置的弧线相交于两点，如图 8.3 所示，所以必须采用某些技术来解决这个非单值性问题。其次，要以足够的精度来无源测量非合作辐射源的距离是很困难的。到达时差辐射源定位系统（在 8.8 节中详细讨论）采用这种方法的一种变形就能提供非常精确的定位数据。

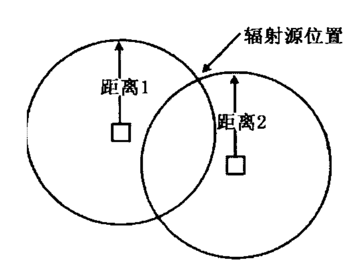


图 8.3　多距离测量法通过两条弧线的交点来确定辐射源的位置。由于两条弧线相交于两点，所以系统必须确定哪一点是真实的辐射源位置。而且，要确定从每条弧线的边到其中心的距离也是非常困难的

- **双角度与已知高度差分法：**当已知 DF 系统和发射机之间的高度差时，即可根据其方位角和仰角确定辐射源的位置，如图 8.4 所示。该方法的最佳实例是从采用惯性导航系统的飞机上对地基辐射源进行定位。发射站高度可根据截获系统计算机中的数字地图来确定。
- **单部移动式截获接收机的多角度测量法：**如图 8.5 所示，一部截获接收机可从不同位置进行测向来确定辐射源的位置。然而，精确定位要求方位线间的夹角约为 90°，这就要求当辐射源在空中和固定位置时截获接收机移动的距离约为目标最小距离的 1.4 倍。对远距离辐射源来说，这可能耗时过多，甚至对机载截获接收机来说也是如此。

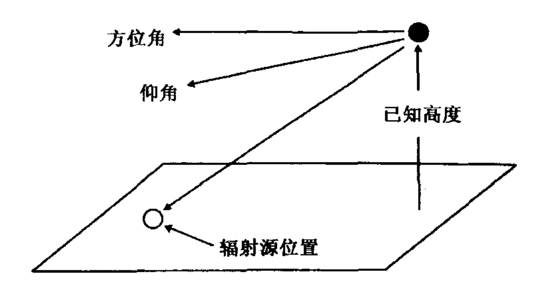


图 8.4 如果系统已知己方平台与辐射源之间的高度差，则测出方位角和仰角就能确定辐射源的位置

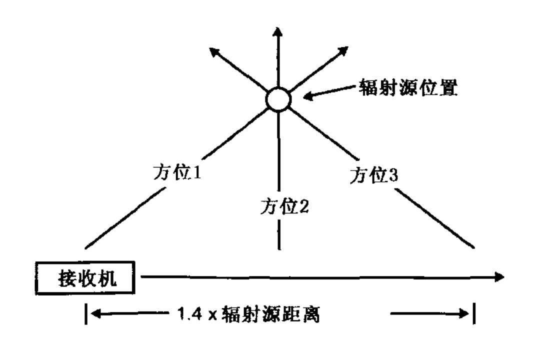


图 8.5 移动式截获接收机可以通过几次测向并比较其结果来确定固定辐射源的位置

8.3 辐射源定位精度

辐射源定位系统的精度可用几种方式来表述，所用术语含义的混乱在 EW 和 SIGINT 领域的供货商与用户之间引起了极大争议。精度通常用测量误差表示。在测角系统（DF 系统）中，误差是角度，而在测距系统中，误差是长度。最常见的定义如下。

- 均方根误差（RMS）：描述系统在一量纲范围内（通常为频率或到达角）的总有效精度。讨论 DF 系统的到达角均方根

误差最容易，该定义也适用于任何辐射源定位方法。角度均方根误差可在测试场将测得的到达角与真实到达角进行比较而得出。数据是在许多角度和频率点上采集的。每个数据点的测量误差都取平方。均方根误差是误差平方平均值的平方根。通常考虑一个频率点所有角度的均方根误差或一个角度范围所有频率处的均方根误差。

- 总均方根误差：分布在整个频率范围和到达角范围的大量测量结果的均方根误差。
- 峰值误差：预计或测量的最大误差。在实际的辐射源定位系统中，常常会在一些角度/频率点上存在较大的测量误差，尤其是在站点位置不佳的外场试验中。如果大部分角度和频率点的测量误差都非常低，那么均方根误差就会大大低于峰值误差。

8.3.1　截获位置

在采用三角定位法的辐射源定位系统中，截获位置是非常重要的因素。如图 8.6 所示，定位精度与角度测量误差和被测辐射源距离均有关。因此，远距离 DF 系统需要很高的角精度才能获得与近距离低精度系统相同的定位精度。

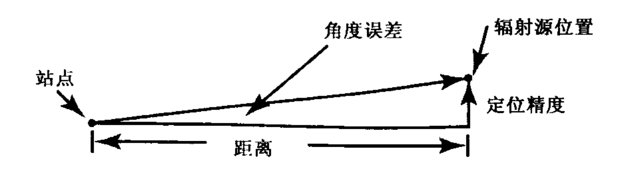


图 8.6　测向系统的定位精度取决于角度误差和辐射源距离

截获接收机与目标辐射源的相对位置产生了第二个精度问题。“圆概率误差”（CEP）一词常被用来描述辐射源定位系统的定位精度。CEP 是炸弹和高炮领域的术语，意思是指有一半炸弹或炮弹预

计将落入假想圆的半径内。在辐射源定位中，有时用它来表示符合来自辐射源的正负均方根误差角直线间的空间的一个圆，如图 8.7 所示。定位圆的大小与角度误差和目标辐射源至截获站的距离有关。由于“CEP 圆”是一个圆，所以从目标辐射源的视角看两个截获站必须相隔 90°，且距离大致相等。当两个站相隔不到 90° 时，如图 8.8 所示，两条线之间的非对称区域就需要是椭圆，因此要用“椭圆概率误差”来描述在某一维的精度比另一维的精度差很多的定位精度。当两个站相隔 90° 以上或一个站距目标比另一个站近得多时，这种非对称性同样会出现。CEP 也可用于截获位置不太理想的情况，它通常定义为误差椭圆的长半轴和短半轴的矢量和，对其进行校正以使测得的辐射源位置将有 50%的概率落入源自真实辐射源位置的 CEP 半径内。

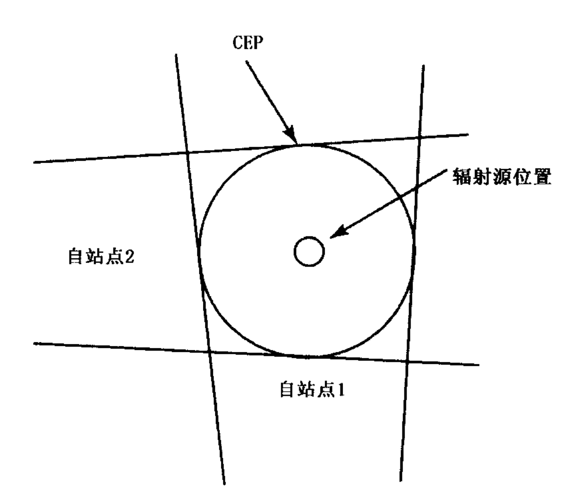


图 8.7　圆概率误差是描述两个 DF 站通过角度测量所提供的定位精度的一种常用方式

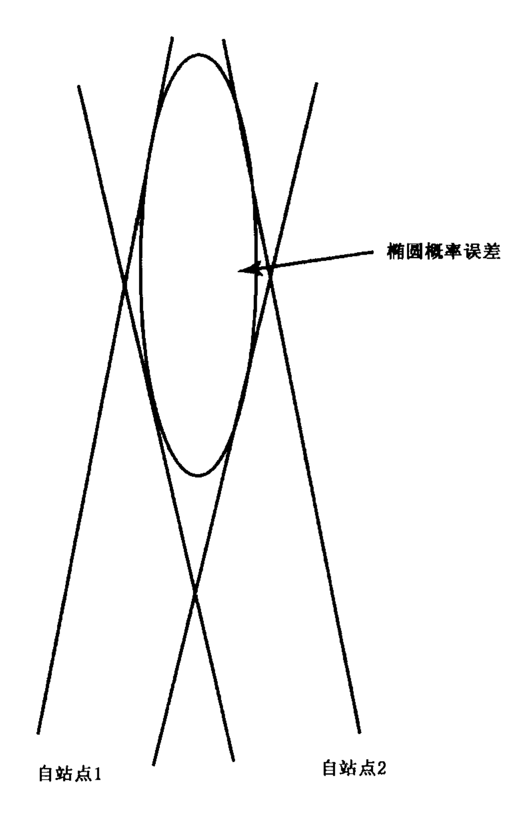


图 8.8　椭圆概率误差是描述两个 DF 站截获位置不佳时所提供的非对称定位精度的一种常用方式

8.3.2　定位精度预估

对任何类型的辐射源定位系统而言，定位精度都与测量技术的固有精度和系统的安装及部署方式有关。所获得的定位精度大多是根据测角和测距数据的 RMS 误差得出的（如图 8.9 所示），它由下式定义：

$$E_{RMS} = \sqrt{E_L^2 + E_I^2 + E_M^2 + E_R^2 + E_S^2}$$

其中，E_L=截获站的位置误差；E_I=系统的测量误差；E_M=系统的安装误差；E_R=基准误差；E_S=站点误差。

如果每个误差源都是独立的且能产生合理的随机误差，则该方程可以相当准确地估计系统在实际应用时产生的定位误差。如果来自不同误差源的误差呈系统性增加或有较大的峰值测量误差未被补偿，那么实际的精度会降低。

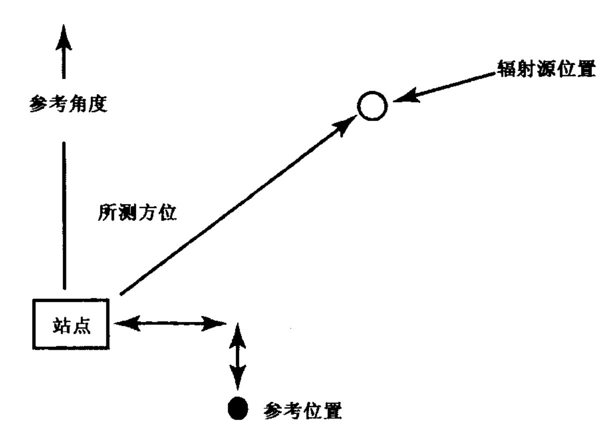


图 8.9　实际定位精度与测量精度和参考精度有关

- 在早期的辐射源定位系统中，E_L 是一个大问题。但是，随着低成本 GPS 接收机的面世，这个误差源已经变得极易控制。
- E_I 通常是作为特定辐射源定位系统的精度提及的。与安装误差和站点误差相比，它始终很小。
- E_M 通常可通过仔细校准大大降低。
- 在测角系统中，E_R 通常是测量方位所参照的方向“北”的误差。在没有惯导系统的小型平台上，这可能会是中、高精度系统中限制精度的主要因素。在精度非常高的系统中，基准误差来自测时或测频所参照的基准时钟。GPS 系统良好的时间/频率基准缓解了现代系统存在的这一问题。
- E_S 通常只是地基辐射源定位系统才存在的问题，其主要诱因

来自邻近地形或物体的多径反射。站点校正可显著改善固定站的精度，但对移动系统来说常常是不切实际的。

8.3.3　辐射源定位技术

表 8.2 所示为 EW 和 SIGINT 系统中常用的辐射源定位技术，以及典型应用和品质因数。

在后面的章节中将讨论每一种技术，以及与实际部署的 EW 和 SIGINT 系统中因采用这些技术所产生的问题。

表 8.2　辐射源定位技术的典型品质因数和应用

技　术	精　度	成　本	灵　敏　度	速　度	典　型　应　用
窄波束天线	高	高	高	低	侦察和海上 ESM
幅度比较	低	低	低	极高	机载雷达告警接收机
沃特森·瓦特 DF	中	低	中	高	固定和地面移动 ESM
干涉仪	高	高	高	高	机载和地面移动 ESM
多普勒	中	低	中	中	固定和地面移动 ESM
差分多普勒	极高	高	高	高	精确定位系统
到达时差	极高	高	高	中	精确定位系统

8.3.4　校准

任何类型的辐射源定位系统的精度都可以通过校准来改善。这一过程包括在受控的态势中采集大量数据并确定相对于测试发射机实际位置的测量误差。对到达方向类型的系统来说，要收集真实角度与测量角度的关系。该数据被存储在大型计算机中由频率和到达角构成的存储目录中。对除到达角之外的其他测量系统而言，要采集并存储合适的数据。另一种存储数据的方法是依据计算到达角的内部数据中的误差。

然后，在系统工作时，根据校准表来校正采集的数据。如果校准表按“类型”排列，则同样的数据用于采集数据的所有这类辐射源定位或测向系统。校准表还可以按“序号”或“尾号”排列，在这种情况下，要为每个系统采集一组唯一的数据。通过序号校准的精度更高，缺点是如果系统中有任何变化（如更换损坏的关键元件）该方法就不适用了。

用于干涉仪技术的校准方法将在 8.5 节中详细讨论。

8.4 基于幅度的辐射源定位

在多种辐射源定位方法中，从信号幅度导出其位置的方法通常被认为是最不精确的。一般来说，这是事实，但这些方法却是最容易实现的。由于这类方法可成功用于持续时间非常短的信号中，所以比幅方法广泛应用于电子战系统，但对需要精确定位辐射源的情况可能要结合其他方法来考虑。本节将讲述三种基于幅度的方法：单定向天线法、沃特森·瓦特法和多天线比幅法。

8.4.1 单定向天线法

从概念上讲，最简单的测向（DF）方法是采用一个单窄波束天线。如果只有一个辐射源落入天线波束中，并且已知天线的方位和俯仰指向角，那么就能获得该辐射源的方位和仰角。如果只需要辐射源的方位，那么可采用扇形的接收天线波束。图 8.10 所示为典型窄波束天线的一维波束图，它可以是抛物面天线也可以是相控阵天线，其副瓣和后瓣的增益通常大大低于主瓣的增益。

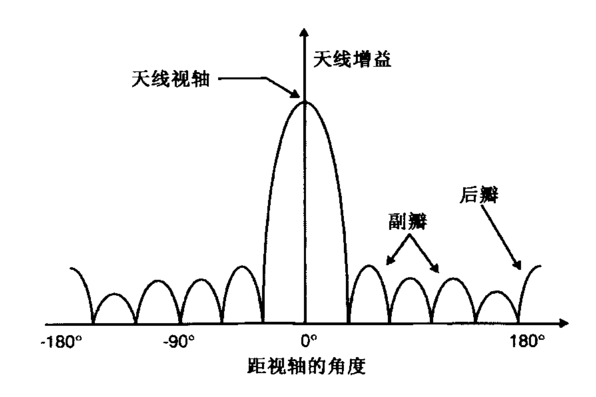


图 8.10 窄波束天线的增益在靠近其视轴处非常大，在其他角度处的信号衰减很大

在许多舰载 ES（以前为 ESM）系统中，持续旋转的窄波束天线被用来最大范围地检测新的威胁信号。定向天线法有许多优点，它隔离了各个信号，可以在密集信号环境下进行精确测向。它为弱信号提供天线增益，同时可以非常精确。但是，该方法在某些电子战应用中存在两个主要问题：在定位短时间存在的辐射源时有严重的波束对准问题，并且需要大型天线来提供较高精度。难点是要直接折中定向精度以解决波束对准问题。

为了利用单个定向天线来确定辐射源的实际位置，必须进行某种测距。如果辐射源的辐射功率是已知的（对电子战威胁信号而言经常是这种情况），那么可以根据接收信号的功率电平来估计距离。否则，距离必须由其他信息（例如，用图 8.4 所示的已知仰角差）来确定。

8.4.2 沃特森・瓦特法

该方法是罗伯特・沃特森・瓦特先生于 1920 年提出的，广泛应用于价格适中的地面移动测向系统中。如果三个偶极子天线馈接到三个分离的接收机上，如图 8.11 所示，那么两端天线（大约相隔

1/4 波长）与中间传感天线的相干和形成了阵列的心形增益图，如图 8.12 所示。如果外面的两个天线绕着传感天线旋转，那么旋转的心形图将提供在任何方位的信号的到达方向信息。在实际沃特森•瓦特系统中，许多天线按图 8.13 所示的形状排列，相对的两个外部天线依次转换到两个合适的接收机中来模仿旋转。天线数量越多，测向精度越高。但通过适当校准，四个天线即可提供满意的结果。

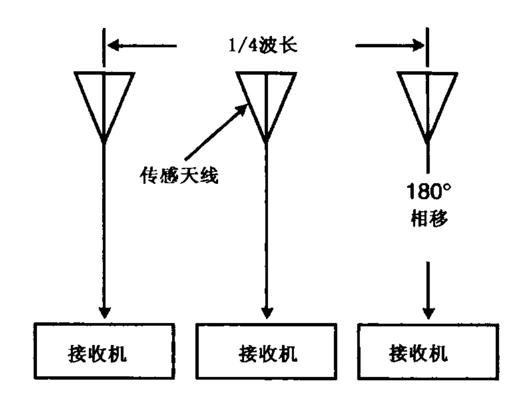


图 8.11　沃特森 • 瓦特法采用两个间隔 1/4 波长的天线和一个中央传感天线

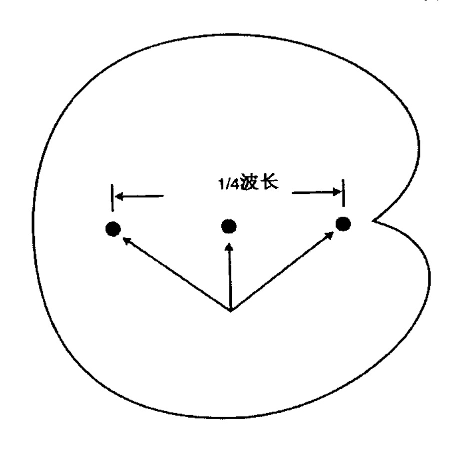


图 8.12　在基本沃特森 • 瓦特阵列中的三个天线形成了一个心形增益图

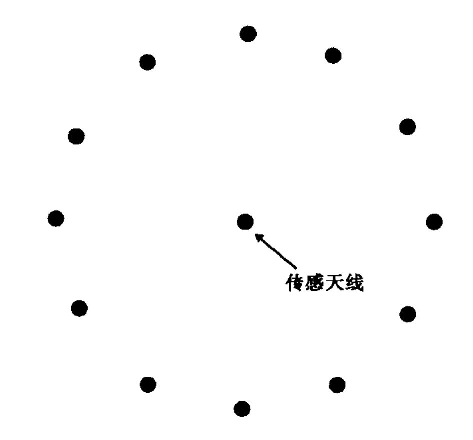


图 8.13　圆形偶极子阵列中的相对阵元可依次转换到沃特森·瓦特接收机中来模仿旋转

在简化方案中，中央传感天线的功能可由所有外部天线的和来提供。这样即可用四个垂直偶极子组成的简单阵对称地分布在天线杆周围来利用沃特森·瓦特原理。在本章后几节，同样的天线阵类型可用在几种测向方法中（当然，天线转换到系统的方式和数据处理的方式是相当不同的）。

8.4.3　多定向天线法

尽管适用于任何电子战系统，但多定向天线测向方法还是最常用于雷达告警接收机（RWR）系统中。该方法一般用具有非常宽的频率响应和稳定的增益与视轴角关系特性的四个或更多天线来实现，其高“前后比”（即忽略不在天线视轴 90° 角范围内的信号的能力）也是非常令人满意的。理想情况下，功率增益随角度增大而线性降低（单位：dB），如图 8.14 所示。在大多数现代 RWR 中，采用增益特性接近理想情况的背腔式螺旋天线（能很好地抑制距视轴 90° 以外的信号）。

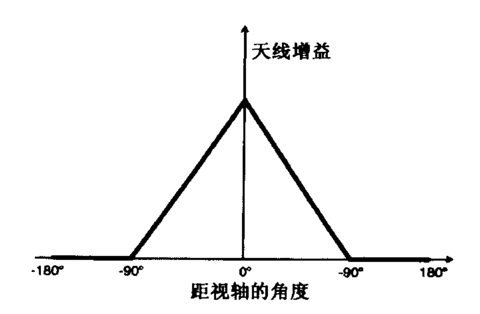


图 8.14　理想比幅测向天线的功率增益随角度从天线视轴到 90° 而线性地变化

为了理解用该方法确定辐射源位置的原理，我们考虑在信号到达方位平面上相隔 90° 的两个背腔式螺旋天线，如图 8.15 所示。两个天线的增益图用极坐标表示。每个天线的输出被传送到测量接收功率的接收机。我们从图中看到天线 1 接收的功率远大于天线 2 接收的功率，因为到达信号的路径更靠近天线 1 的视轴。现在我们分析矢量图。两个天线接收的信号的矢量和指向发射机，它的长度与接收功率成正比。如果到达方向位于两个天线的视轴（相距 90°）之间，那么到达方向和接收信号功率很容易根据下式由 P1（天线 1 接收的功率）和 P2（天线 2 接收的功率）算出：

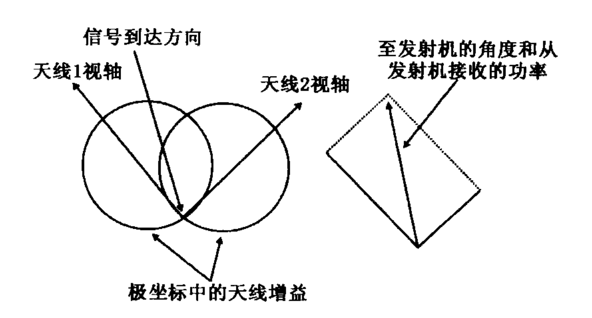


图 8.15　两个彼此相隔 90° 的线性增益天线的极坐标表示法
表明了利用多天线比幅法确定辐射源位置的原理

到达角度（相对于天线 1）=arc tan（P2/P1）

接收信号功率=（$P1^2$+$P2^2$）$^{1/2}$

由于电子战威胁信号的辐射功率一般是已知的，所以根据接收功率可以计算辐射源的大概距离，进而确定辐射源的位置。

将四个这样的天线对称地布设在飞机周围即可实现 360° 覆盖，如图 8.16 所示。天线的高前后比意味着只有两个天线将接收到很大的来自单个发射机的信号功率，除非该发射机距一个天线视轴非常近。非规则形状的机身将导致每个天线的增益图变形，如果不通过系统校正消除最终误差，则会降低实际测向精度。但是，利用这种系统要在距离或方位上实现较高的精度需要采用极其复杂的校准方案，因此在要求测向精度大于 5～10° 时通常采用其他测向技术。

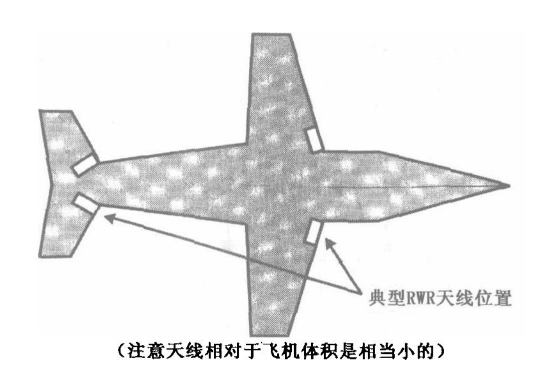


图 8.16 对称分布在飞机周围的四个背腔式螺旋天线能实现 360° 瞬时辐射源定位

8.5 干涉仪测向

对工作在从直流到光频率上的辐射源进行高精度定位，干涉仪是最常用的技术。干涉仪系统一般通过测量信号到达两个或多个测

向站的到达角（AOA）来确定辐射源的位置。通常，采用该技术的系统能提供约 1°（RMS）量级的角测量误差。干涉仪测向技术在电子战系统中得到广泛应用，但最常见的是应用在雷达和通信电子支援系统中。

8.5.1 基本结构

图 8.17 所示为干涉仪的基本结构，其关键组成部分是两个匹配良好的天线，它们牢固地安装在各自的位置上，并馈接到两个匹配很好的接收机上。每个接收机的中频（IF）输出被传送到比相器中，在此测量两个信号的相对相位。该相对相位角被送到处理器中以计算相对于两个天线方位（称为基线）的 AOA。在大多数系统中，处理器还接收基线的方位信息（相对于正北或当地的真实水平面）以确定辐射源的真实方位或仰角。

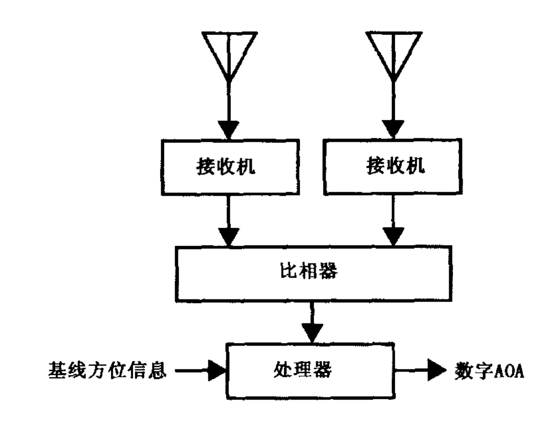


图 8.17　基本的干涉仪系统比较馈接两个匹配接收机的两个天线所接收的信号的相位以确定信号的到达角

构建干涉仪测向系统的最大难题是必须使通过两个天线和接收机的电路径尽可能一样长，因为 AOA 的测量精度取决于两个接

收机输出信号间相位差的测量精度。这要求通过天线、接收机、前置放大器、开关直至比相器的电缆长度与相位响应在所有信号强度和各种温度下都准确相等。这是非常困难的任务，因此大多数干涉仪系统都采用一些实时校准系统来校正相位失配。天线和所有关键部件都安装在同一个（不太大）电路盒中的系统除外。在后面的章节中读者将会看到，在接收机必须远离天线的系统中，也有许多灵巧的方案可使电路的核心部件靠近天线。

8.5.2　干涉三角法

图 8.18 所示的干涉三角法描述了干涉仪测向系统根据到达构成基线的两个天线的信号的相对相位来确定信号 AOA 的方法。基线是连接两个天线的电中心的一条直线，这两个天线互相严重依赖。基线长度为 B，到达基线的信号的 AOA 通常参照基线中心的垂线。关键是要测量 d 的值。一旦知道 d，则 AOA 即可由下式得出：

$$AOA=\arcsin(d/B)$$

图 8.18　干涉仪通过干涉三角法来确定信号相对于其基线的到达角

研究称为“波前”的假想项有助于理解干涉仪原理。电磁波自发射天线径向传播，基础电子学课本将其比喻为一个石头投入池塘后辐射的层层圆圈。“波前”是当辐射波离开发射机时的任意固定

相位点。

图 8.18 将波前描述为一条直线，因为它是一个非常大的圆圈中极短的一段。任一固定的接收天线都会将传播电磁波看作一以光速传播的正弦信号。如图 8.19 所示，当一个完整的波长通过接收天线时，接收信号的相位变化 360°。测量接收信号的频率，即可根据下式确定波长：

$$\lambda=f/c$$

其中，λ=波长（m）；f=频率（Hz）；c=光速（3×10^8m/s）。那么，d 由下式确定：

$$d=(\Phi\times c)/(360\times f)$$

其中，Φ= 到达两个天线的信号的相对相位（单位：度）

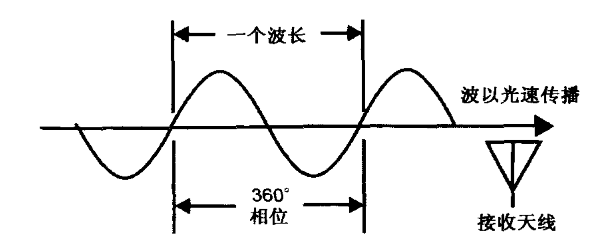


图 8.19　信号以接近光速的速度传播，当一个波长通过接收天线时其相位变化 360°

8.5.3　系统结构

在大多数实际的测向系统中，一条基线是不够的，会出现模糊，典型的解模糊方法是采用两个或更多方向不同的基线或者采用长度不同的基线重复处理。因此，整个系统的组成框图如图 8.20 所示。全套天线称为天线阵，用于提供一组最佳基线。转接到接收机的每对天线都构成一条基线。

图 8.21 所示为一组背腔式螺旋天线，用于精确测量微波雷达发射机的方位和仰角。水平阵天线测量方位，垂直阵天线测量仰角。

在每种情况下都接入一条长基线以提供非常精确但有模糊的结果，同时接入短基线来解模糊。

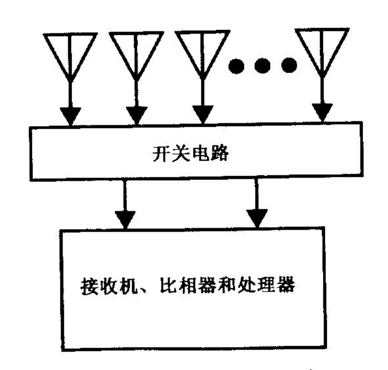


图 8.20　完整的干涉仪测向系统包括几个天线，它们成对构成多个基线接入干涉仪

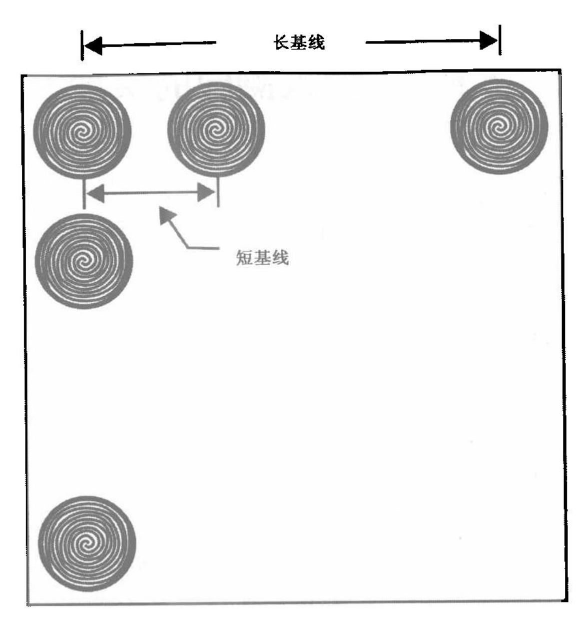


图 8.21　五个背腔式螺旋天线可以组成一个阵列，接入高精度、大带宽、方位和仰角干涉仪测向系统

图 8.22 所示为适用于 VHF 或 UHF 测向系统的垂直偶极子天线阵。这种情况下，可选择四个天线中的任意一对来构成六条基线中的一条。对角线的基线比旁边的基线长 1.414 倍。

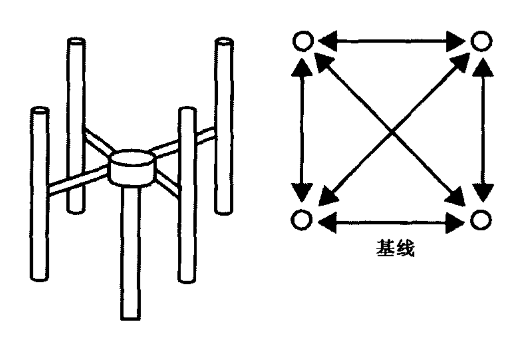


图 8.22　四个垂直偶极子可以构成用于干涉仪测向系统的六条基线

8.6　干涉仪测向的实现

为了理解干涉仪测向系统的实现方法，我们必须考虑固有的模糊度及如何解模糊、影响精度的因素，以及如何通过校正来提高精度。

8.6.1　镜像模糊

首先，我们必须明白干涉仪只是测量到达构成其基线的两个天线的信号之间的相位差，然后将此信息转换为到达角。如果两个基线天线是全向的，那么来自图 8.23 所示圆锥体任何位置的信号将呈现出同样的相位差，干涉仪就给出同样的 AOA 结果。如果我们知道发射机位于或接近水平面（地基测向系统中极其常见的情况），那么其模糊变为图 8.24 所示的情况。现在，可能的 DOA 变为锥体通过水平面处的两个 DOA。若没有附加信息，则干涉仪根本无法

判断两个结果中哪一个是正确的。假如两个天线是定向天线且具有较高的前后比，分辨就容易了，因为只有一个结果位于两个天线都能看见的区域。

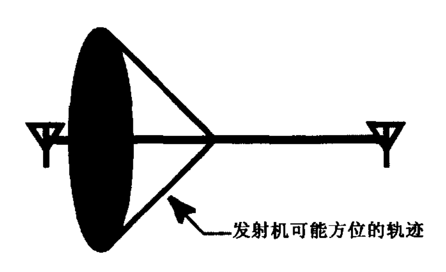


图 8.23　干涉仪确定的到达角将发射机的可能方位限制在一个圆锥体中

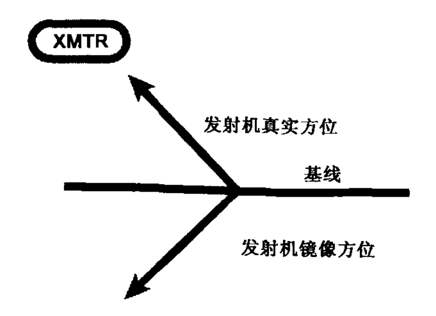


图 8.24　图 8.23 的圆锥体与水平面的交线给出了被测信号的两个可能的到达方位

图 8.25 给出了可以用于定向干涉仪系统的典型天线阵方向图。值得注意的是，干涉仪原理只在两个天线都覆盖的区域内成立。然而，由于该原理基于天线所收信号的相位差，故因在发射机方向天线增益不同而造成的接收信号的幅度差异的影响将是次要的。

因许多地基测向系统必须瞬时覆盖 360°，所以其基线天线必须是全方位的（垂直偶极子非常常见）。这些系统通过利用另一方位的不同基线进行再次测量来解镜像模糊。图 8.26 所示为在 360° 地基系统中的这种情况。天线 1 和天线 3 构成的基线与天线 2 和天线 4 构成的基线共有一个结果，这个结果就是正确的。

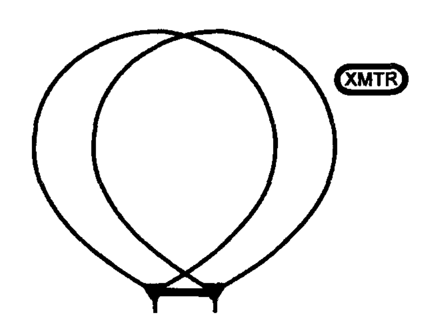


图 8.25　如果干涉仪测向系统采用定向天线阵，则目标发射机必定会落入构成基线的两个天线的方向图内

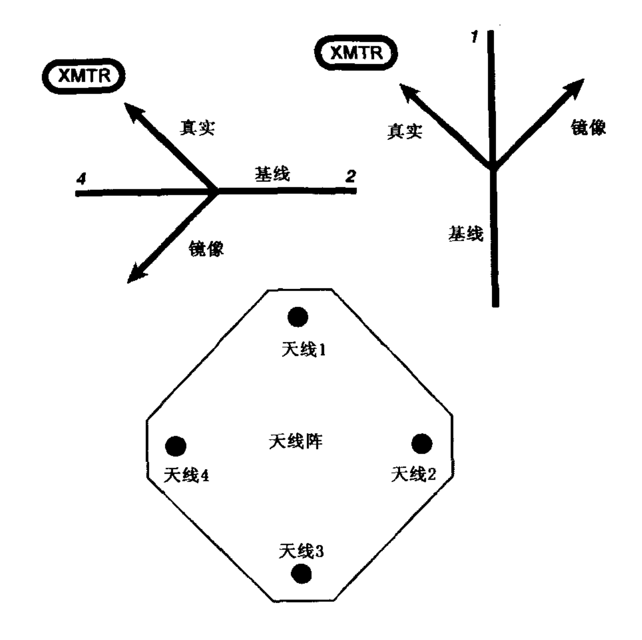


图 8.26　两条不同方位的基线能够解 360° 地基干涉仪测向系统中的镜像模糊

如果干涉仪测向系统必须处理偏离水平面几度的信号（对机载系统而言，这非常常见），那么显然必须同时测量方位和仰角以给出精确的 DOA。有一个重要的例外：假如飞机要测定已知在地面或接近地面的辐射源的位置，且相距较远，而系统只考虑飞机接近水平

面时所接收的数据，则二维机载系统仍然能够提供有用的数据。

8.6.2　长基线模糊度

如前所述，干涉仪通过测量两个基线天线所接收的信号之间的相位差来测出 AOA。基于这点，我们应考虑相位差与它所表示的 AOA 之间的关系。这是 AOA、信号频率和基线长度的函数关系。信号的波长（λ）由光速（c）和频率（f）根据公式$\lambda=c/f$算出。图 8.27 所示为在两个基线天线测得的相位差与基线长度（以信号波长计）和相对于系统视轴（定义为与基线垂直）的 AOA 有关。改变 AOA（即图中曲线更陡）所需的相位变化越大，测向系统的精度就越高。

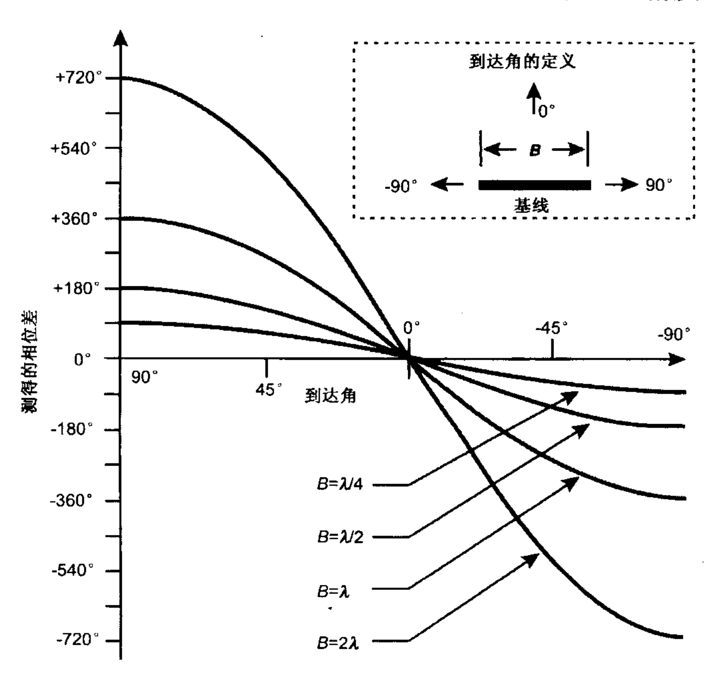


图 8.27　构成干涉仪基线的两个天线测得的相位差随到达角和相对于接收信号波长的基线长度而变化

图 8.27 说明了两个重要的通则：其一，任何干涉仪测向系统都在接近垂直于基线的角度处（图中的 0°）精度最高，在接近基线两端的角度处（图中的±90°）精度最低。其二，基线（相对于接收信号的波长）越长，精度就越高。

图 8.27 中还包含了第三个更精细的信息。当基线长度大于半个波长时，随着 AOA 从+90°变为-90°，相位差的变化大于 360°。由于干涉仪无法知道两个天线处的信号是否位于同一个波长周期内，故将给出非常精确但却是多值的结果。通常采用一条更短的基线再进行一次测量来解决这个问题。

8.6.3　校准

当干涉仪天线阵安装在任何类型的船桅、车辆或飞机上时，每个天线所接收的信号都是来自目标辐射源的直射波和阵列附近物体的反射波的混合信号。由于反射波路径大于直射波路径，故反射波将稍迟一点到达天线（相位自然也不同）。幸而这些反射信号的强度远小于直射信号的强度，而每个天线所接收的所有信号总和的相位不同于只有直射信号时的相位。当测量信号在两个基线天线处的相对相位时，它就会不同于只收到直射波信号时的相位。该相位之差被称为相位误差，它会导致测向系统给出错误的 AOA 结果。测得的 AOA 与发射机到测向系统的视线方向（称为真实角度）之间的差值就是角度误差。

为了校准该系统，每隔几度 AOA 和每隔几 MHz 频率就要采集一组测向数据。可采用某些方法来确定真实角度（根据天线阵相对于被测发射机位置的已知方位）。然后测出每个 AOA/频率组合的角度误差并存入校准表中。稍后，当系统测量未知发射机的方向时，采用插值法根据存储在校准表中的数值计算出合适的校准系数。

对干涉仪测向系统来说，校准表可能包含有每条基线在每个测量点的角度误差或相位误差。在这种情况下，计算 AOA 之前要先

校正相位测量。实际上，由于所有的干涉仪测向系统都采用几条基线，所以存储相位数据需要计算机具有很大的内存，但可提供更精确的测量结果。

8.7　多普勒测向原理

许多中等价位的测向系统和一些精确辐射源定位系统通过测量接收信号的频率变化来确定它们的到达方向，即利用多普勒原理进行测向。

8.7.1　多普勒原理

多普勒效应使接收信号的频率变得不同于发射信号的频率，该变化量与发射机和接收机的相对速度成正比。频率变化可以是正的（发射机和接收机相向运动时），也可以是负的（发射机和接收机背向运动时）。在最简单的情况下，即其中一个直接朝着另一个运动时，多普勒效应为：

$$\Delta f=(v/c)\times f$$

其中，Δf=接收频率的变化值（称为多普勒频移）；v=移动物体的速度（即速度的大小）；c=光速（3×10^8m/s）；f=发射频率。

当发射机和接收机彼此不直接相向或背向运动时，多普勒频移与它们两者间的距离变化率成正比，即：

$$\Delta f=((V_T\times\cos\theta_T+V_R\times\cos\theta_R)/C)\times f$$

其中，V_T =发射机的速度；θ_T =发射机的速度矢量与发射机和接收机的直接路径之间的夹角；V_R=接收机的速度；θ_R=接收机的速度矢量与发射机和接收机的直接路径之间的夹角。

如果只是发射机或接收机在运动，那么该方程就因其中一个速度为零而简化了。

8.7.2　基于多普勒的测向

图 8.28 给出了最简单的多普勒测向系统。天线 A 是固定的，天线 B 绕天线 A 旋转。每个天线馈接一接收机，将天线 B 的接收频率与天线 A 的接收频率进行比较。图 8.29 表示每旋转一圈，天线 B 的速度矢量就变化 360°。天线 B 朝着发射机运动的速度矢量分量是具有正峰值的正弦波，在图中当它正好运动到天线 A 下面时出现这种情况。

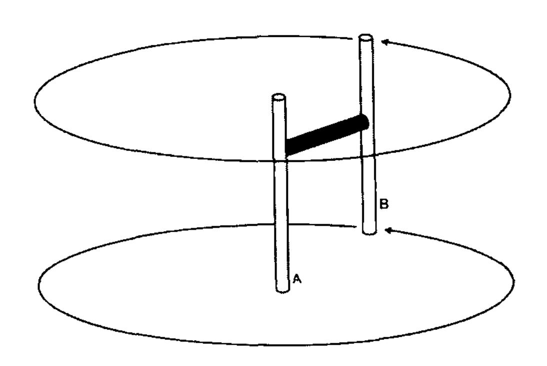


图 8.28　多普勒测向系统可通过围绕一个固定天线 A 旋转一个天线 B 来实现

对任意方向接收的信号而言，所观察到的频差（天线 B 的频率减去天线 A 的频率）都会随时间而变化，如图 8.30 所示。天线 B 通过天线 A 和发射机之间时多普勒频移变为负数。因为对测向系统而言运动天线的位置是已知的，所以这个零交点时间可以方便地转换为信号的到达角。

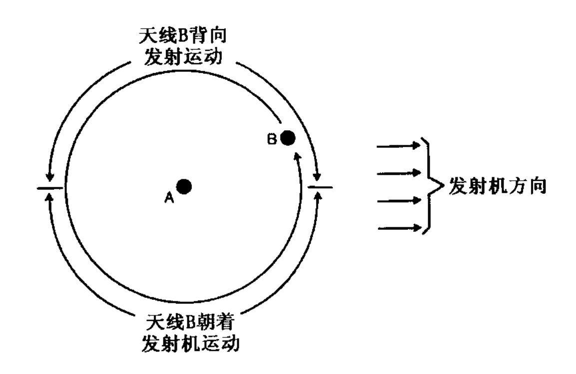


图 8.29　天线 B 围绕固定天线 A 旋转时，从天线 B 到发射机的距离变化率呈周期性变化

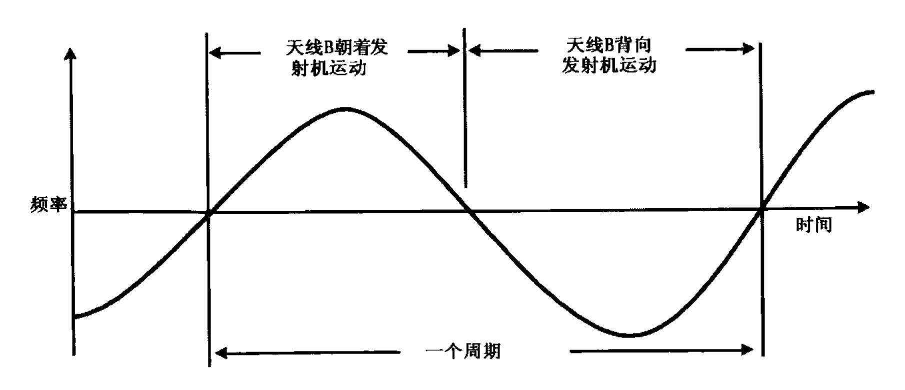


图 8.30　多普勒效应导致天线 B 接收的频率相对于天线 A 接收的频率呈正弦变化

8.7.3　实际多普勒测向系统

实际上，要使一个天线围绕另一个天线旋转在机械上显然比较困难，因此大多数多普勒测向系统采用几个天线围绕中央“传感”天线进行圆周排列。当你乘坐的飞机在大多数欧洲机场降落时，你看到的天线环就是多普勒测向天线阵，它被用于对飞机上的空地发射机进行无源定位。

外围的天线依次被接入接收机以产生旋转天线的效果。在一些

系统中，可利用全部外围天线的输出之和作为“参考输入”来取消传感天线。尽管采用大量外围天线有助于给出更精确的结果，但这个原理将用圆周上只有 3 个天线的情况来论述。在只采用几个天线时，要获得较好的测向精度就必须在原始测向数据中加入有效的校正系数。

8.7.4　差分多普勒

采用多普勒原理的精确辐射源定位系统就是“差分多普勒”系统。它们在多个间隔很大的接收机位置同时测量多普勒频移以确定发射机的位置。如果发射机或一组接收机在运动，即可采用这种方法。当然，产生多普勒频移需要这种运动。假如发射机和接收机的速度都很快，那么数学运算就复杂了，因为每个运动物体都会产生多普勒频移。

对电子战应用中的典型发射机或接收机速度而言，多普勒频移只是发射频率的很小一部分。如果两个信号被直接送到一个混频器中则很容易产生差频（如在旋转天线的方法中）。但是，要比较在数百米远（或者更远）处接收的信号的频率就需要在每个位置进行非常精确的测频。以前，这需要一个本地的铯波束频率标准，这严重限制了差分多普勒的应用。然而，随着全球定位系统（GPS）的出现，便利的 GPS 接收机能提供同样的频率标准，从而使精确测频非常容易实现。

8.7.5　采用两部运动接收机进行辐射源定位

图 8.31 给出了采用两部运动接收机测定一部固定发射机位置的情况。如果我们知道准确的发射频率，则每部接收机测得的频率就决定了其速度矢量和发射机之间的夹角。因此，若我们已知每个接收机的速度矢量（速度和方向），那我们就能确定发射机的位置。图中假设所有系统都位于一个平面；三维位置需要三部不在一条直

线上的接收机。

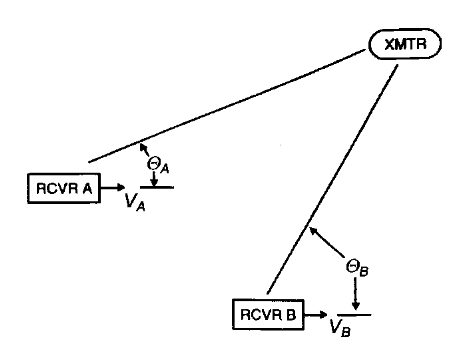


图 8.31　一部固定发射机的信号会被每部运动的接收机收到，接收的频率与发射机的速度及其速度矢量与发射机方向间的夹角有关

在电子战应用中，我们很少已知准确的发射频率。但我们仅仅根据两个接收频率之间的差值就能获得与发射机位置有关的一些有用信息。如果两部接收机的速度完全相等，那么差频就与它们的速度矢量与发射机方向间的夹角的余弦的差成正比。满足此准则的发射机位置有很多，但它们均位于一条曲线（可精确定义的）上，如图 8.32 所示。在大多数情况下，两部接收机的速度会有点差别，因此数学运算变得有些复杂，但所有可能的发射机位置仍然位于计算机能够定义的一条曲线上。

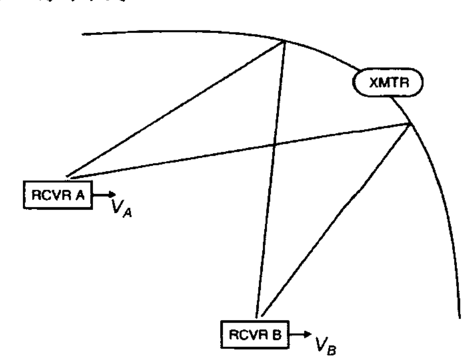


图 8.32　两部运动接收机测量的频差可用来计算穿过发射机位置的一条曲线

为了获得确切位置，必须确定发射机位于曲线何处。最常用的

方法是用另一对接收机（三部接收机能构成独立的两对）再单独测一次频差。第二对接收机生成另一条曲线，它将与第一条曲线相交在发射机位置处。三维位置需要三对独立的接收机。

8.8 到达时间辐射源定位

当需要准确的辐射源位置时，到达时间（TOA）或到达时差（TDOA）技术通常是最佳选择。这两种技术都依据这样一个事实，即信号以接近光速的速度传播。

在某一确定时间离开发射机的信号将在 d/c 时间后到达接收机，其中 d 为发射机至接收机的距离。例如，如果 d 为 30km，则信号将在离开发射机 $30 \div 3 \times 10^8 = 100\mu s$ 后到达接收机。因此，到达时间能确定距离。距离测量精度取决于发射时间的精度和接收时间的测量精度。（信号每 ns 约传播 1in）。全球定位系统（GPS）接收机能输出非常准确的时间基准，所以精确测量 TOA 比几年前容易多了。

如果两部接收机配置在已知位置，信号在已知时间发射，在每一接收地点信号的到达时间均可被准确地测量出来，那么发射机的位置即可由算出的到两部接收机的距离来确定。只有当发射机和接收机位于同一平面时这一方法才成立（如发射机和接收机都位于视距内且接近同一高度）。在自由空间中，两个距离可以描述出一个圆（设想在一把钥匙上系两条绳子，每只手握住一端，摇动绳子垂直划圈）。若已知发射机位于地球表面，其位置自然处于这个圆与地球表面相交的两个交点之一。如果接收天线的前后比很大，那么其中仅有一点适用，否则必须利用两条或更多的 TOA 基线来解决镜像模糊度问题。

8.8.1　TOA 系统的实现

TOA 辐射源定位系统有两条主要实施途径，具体采用哪一种方案取决于接收机位置的间隔大小。若组成基线的两部接收机安装在同一物理结构中（如在一个接收阵中或在同一架飞机的不同部位），那么较为实际的实施方法如图 8.33 所示。通过仔细地匹配天线、接收机和电缆，即可在单个处理器中测量到达时间。如果内部传输时间（tt）完全相同，则到达每一天线的时间可通过减去 tt 求出，而到达处理器的时间差将与到达天线的时间差完全相等。

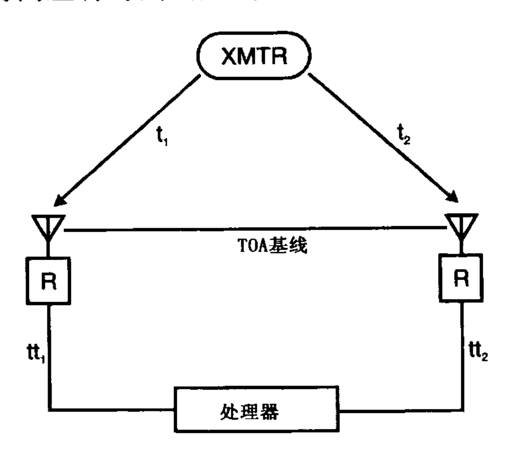


图 8.33　若两部接收机比较靠近，则可利用连接到处理器的校准电缆实施 TOA 辐射源定位

实际上，由于制造容差、温差效应、元件老化和其他一些环境影响，通常要实时测量每条接收路径中从天线到处理器的电距离。然后再应用一个校正因子。

如果接收机相距很远（在另一架飞机上或地面站上），则需要采用图 8.34 所示的实施方案。这种情况下，要在每一部接收机位置上进行精确的时间测量，然后将这些时间测量值传送到处理器中进

行计算，求出发射机的位置。

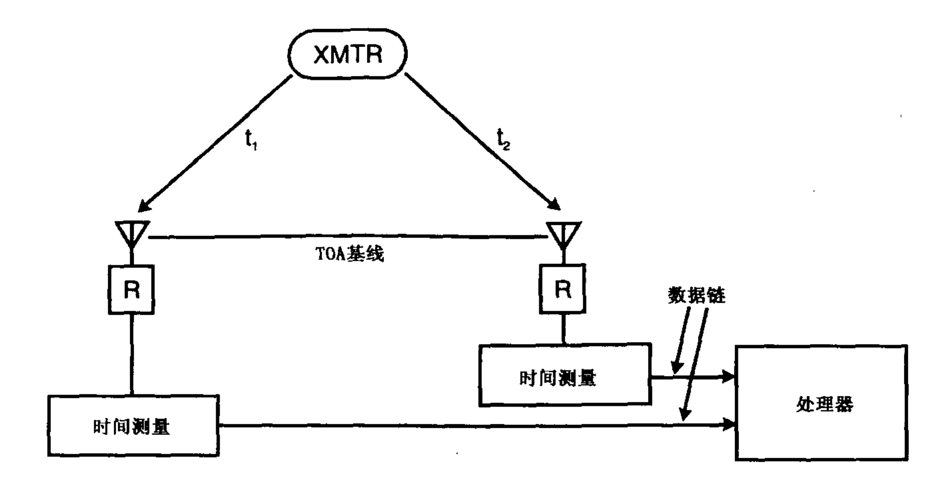


图 8.34　若接收机相距较远，则 TOA 辐射源定位需要在每一个接收站进行精确的 TOA 测量

8.8.2　到达时差

正确的 TOA 方法要求我们知道信号离开发射机的时间（即要求信号包含某种可解码的时间基准）。在电子战应用中很少能如此，但幸运的是，我们可以根据信号到达两部接收机的时间差来确定有关辐射源位置的情况。如果所有设备均处于同一平面，时间差可以确定（仅在数学上定义）一条通过发射机的曲线，如图 8.35 所示。为了确定发射机在该曲线上的位置，必须利用另一条 TDOA 基线（需要另一部接收机）来产生一条与第一条曲线相交于发射机位置的曲线。

上述对 TOA 实施方案的所有讨论同样适用于 TDOA 方法，只是在每种情况下都需要增加一部接收机。即两维的辐射源定位需要三部不共线的接收机（构成两条独立基线），三维空间的辐射源定位需要四部不共面的接收机（构成三条独立基线）。由于电子战应

用通常依赖于 TDOA，因此我们将重点讨论 TDOA。

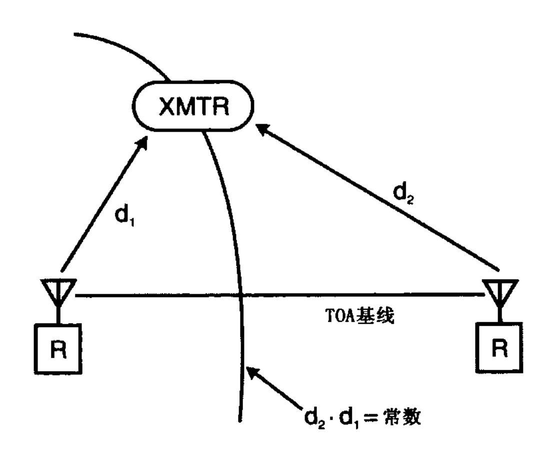


图 8.35　到达两部接收机的时间差可确定一条通过发射机位置的曲线

8.8.3　距离模糊

若一信号在其从可能的最远发射机位置（即视距位置）传输到接收机所需的时间内自身重复出现，则会产生距离模糊，因为接收机无法确定所接收的是哪一次重复出现的信号。每部接收机对每个可能出现的重复信号都会给出一个距离结果，所以位置模糊的数目将为信号重复出现次数的平方。

8.8.4　到达时间比较

利用 TOA 或 TDOA 方法定位未调制连续波（CW）发射机是不现实的，因为每隔一 RF 周期其信号绝对要重复出现一次（造成无数个模糊值）。调制信号的重复时间一般要慢得多，因为调制波形的频率比 RF 低得多。携带信息的调制信号更不可能重复出现，因为信息不具备重复特征。

为了测量信号的到达时间，我们必须在信号的调制中定义一个

可识别的时间基准。对脉冲信号和连续调制信号来说，这需要采用不同的方法。

8.8.5 脉冲信号

脉冲信号被设计成便于进行时间测量，这也是其在雷达中的作用。显而易见的选择是只要对脉冲的前沿进行定时。两部基线接收机中脉冲前沿的到达时间差即为 TDOA。在典型的电子战应用中，前沿不会很直或很干净，但选择脉冲上的一点进行测量仍是比较容易的。

来自一部发射机的所有脉冲看起来都很相似，并且它们每隔一脉冲重复间隔（PRI）重复一次。除非有某种脉冲编码，否则 TOA 测距将只在一个 PRI 的脉冲传播距离中是非模糊的（如对一个脉冲重复频率为 10 000 个/秒的信号而言，传播 30km 的距离是非模糊的）。如果在一个低精度的定位系统中采用一个精确的 TDOA 系统，那么这个精度较低的系统也能消除所有不正确的定位信息。

8.8.6 连续调制信号

一个调幅信号在快扫示波器上观察时有点像图 8.36 所示的波形。图中的信号 1 和信号 2 为同一信号的片断，在时间上有偏差，这就像它们被离发射机不同距离的两部接收机接收时的情况一样。可以看出，如果信号 1 被延时一适当时间，那么两个信号将彼此重叠。这意味着它们的相关性是非常高的。

在 TDOA 系统中，每部接收机的输出都被数字化。量化的信号特征（通过数据链）被送至一个处理器中。实际上，处理器把一个信号延时到与另一个信号重叠，并且测量两个信号的相关性与延时量的关系。

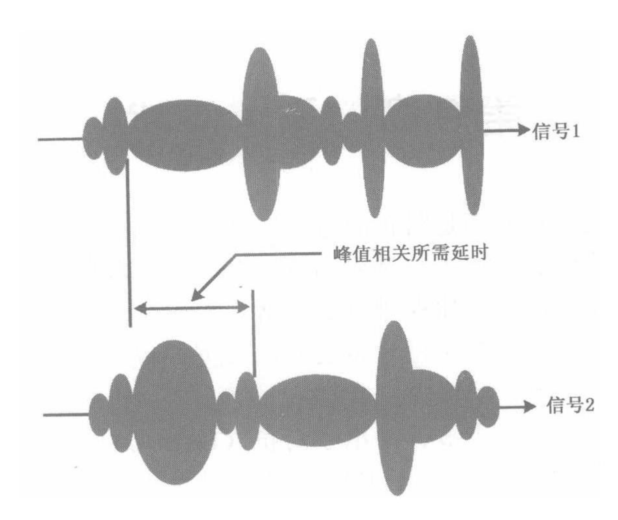


图 8.36　模拟调制信号的时差定义通过延时一信号并测量相关性来确定

第9章 干　扰

所有干扰的目的都是阻止敌方有效地使用电磁频谱。电磁频谱的利用包括将信息从一处传送到另外一处。这些信息可以采用以下形式：语音或非语音（如视频或数字格式）通信信号、遥控定位设备的指令信号、由遥控定位设备发回的数据或敌方/友方设备（陆、海、空）的位置和运动参数。

多年来，干扰一直被称为电子对抗（ECM），但现在在大部分文献中称为电子攻击（EA）。EA 还包括利用高功率辐射能或定向能从实体上损坏敌方设备。由于干扰只是暂时使敌设备失效而并未摧毁它，所有干扰有时被称为“软杀伤”。

干扰的基本方法是将干扰信号随同敌方所期望的信号一起送入敌方接收机中。当接收机中的干扰信号强到足以使敌方无法从收到的信号中提取所需信息时，干扰就是有效的。这或者是因为所收信号中的信息含量被干扰信号的功率所淹没，或者是因为复合信号（所期望的信号与干扰信号之和）具有这样的特性：即阻止处理器正确地提取或者利用所收到的信息。表 9.1 列出了几种不同的干扰类型。

表 9.1　干扰类型

干扰类型	目的
通信干扰	干扰敌方通过通信链路传递信息的能力
雷达干扰	使雷达不能捕获目标、中止跟踪目标或输出虚假信息
覆盖干扰	降低所收信号的质量，使其不能被正确处理或无法恢复所携带的信息
欺骗干扰	使雷达不能正确处理其回波信号从而给出错误的目标距离或方向
诱饵	它不是真实目标但很像真实目标，诱使制导武器攻击诱饵而非其欲攻击的目标

干扰的第一准则：干扰应用的最基本概念是干扰接收机而不是发射机。因此，要使干扰有效，干扰机必须通过相关天线、输入滤波器和处理选通波门将干扰信号注入敌接收机，而这又取决于干扰机在接收机方向发射的信号强度、干扰机与接收机之间的距离和传播条件。

9.1 干扰的分类

干扰一般以四种方式进行分类：信号类型（通信与雷达）、攻击接收机的方式（覆盖与欺骗）、干扰位置（自卫与远距离）和保护友方设备的方式（诱饵与传统干扰机）。

9.1.1 通信干扰与雷达干扰

通信干扰（COMJAM）即干扰通信信号。通常是用噪声调制的覆盖干扰信号干扰战术 HF、VHF 和 UHF 信号，但也可以干扰点对点微波通信链路或干扰往返于遥控设备的指令和数据链路。如图 9.1 所示，敌方通信链路将信号从发射机（XMTR）传送到接收机（RCVR）。干扰机（JMR）也将干扰信号发送到接收机的天线，而且它有足够的功率来弥补天线增益的不足（如果接收天线的波束较窄且指向发射机），从而使输送到接收机或处理器的功率足以将接收信息的质量降低到无用的水平。

传统雷达既有发射机又有接收机，两者均使用同一定向天线。雷达接收机被设计成能最佳地接收经雷达发射机照射的目标反射的回波信号。无论是用于空中交通管制还是用于对敌方实施制导导弹攻击或高炮攻击，分析回波信号就能使雷达确定某些陆、海、空装备的位置与速度并且进行跟踪。雷达干扰机则提供覆盖信号或欺骗信号来阻止雷达定位或跟踪目标，如图 9.2 所示。

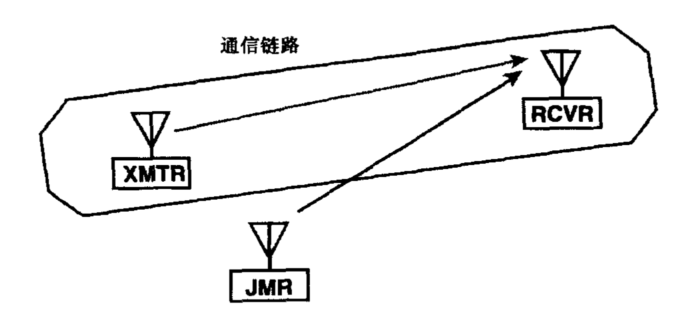


图 9.1　通信干扰破坏接收机从其接收信号中恢复信息的能力

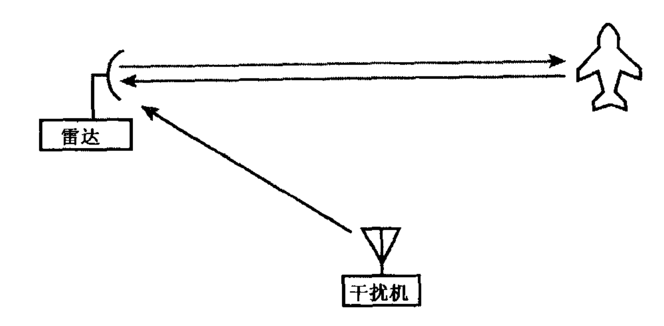


图 9.2　雷达干扰既可以是覆盖干扰也可以是欺骗干扰，目的是破坏雷达从其回波信号中恢复目标信息的能力

9.1.2　覆盖干扰与欺骗干扰

覆盖干扰旨在将高功率信号发射到敌方发射机中。采用噪声调制可使敌方很难发现干扰的存在。它能将敌方信噪比（SNR）降低到无法收到具有足够质量的所需信号的程度。图 9.3 所示为一部雷达的平面位置显示器（PPI），屏幕上有一回波信号和足以掩盖回波的噪声覆盖干扰信号。理想情况下，干扰信号很强从而使训练有素的操作员检测不到信号。倘若无法将较大的干扰功率注入接收机，那么还可将 SNR 降低到自动跟踪系统无法工作的程度（自动处理所需的 SNR 通常比熟练操作员检测和手动跟踪信号所需的 SNR 更大）。

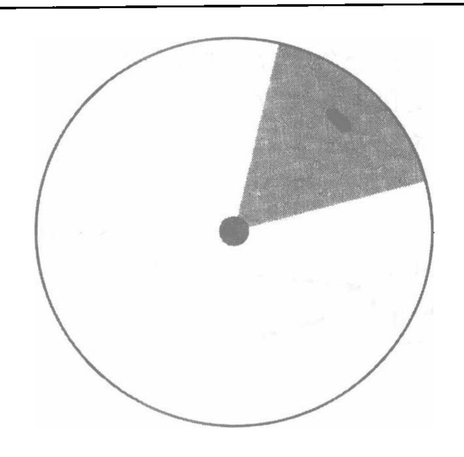


图 9.3　覆盖干扰掩盖了雷达的回波信号

欺骗干扰旨在使雷达从其所需信号与干扰信号的复合信号中得出错误的结论，如图 9.4 所示。通常，这类干扰诱使雷达在距离、角度和速度上偏离目标。利用欺骗干扰可使雷达获得一个貌似真实的回波信号并误认为自己正在跟踪一真实目标。

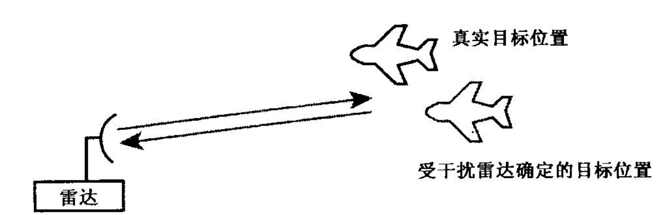


图 9.4　欺骗干扰破坏雷达的处理能力，使其生成虚假的目标位置与速度信息

9.1.3　自卫干扰与远距离干扰

图 9.5 所示为自卫干扰与远距离干扰，两者均属于雷达干扰。这类干扰也可用来保护友方设备（如干扰用来协调攻击的通信网）。自卫干扰是指在被探测与跟踪的平台上装载干扰机以保护平台本

身。远距离干扰则指在一个平台上的干扰机发射干扰信号来保护另一个平台。通常，受保护平台位于威胁的杀伤距离内，而远距离干扰机则远在武器的杀伤距离之外。

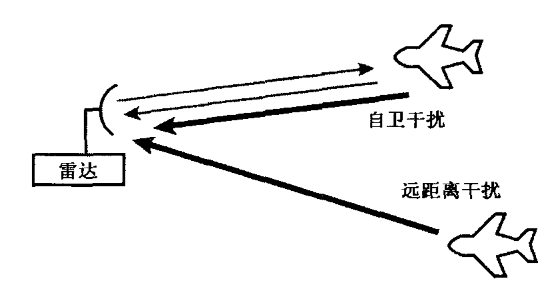


图 9.5　自卫干扰由位于被雷达瞄准的平台上的干扰机提供。远距离干扰则利用位于另一个平台上的大功率干扰机来保护被雷达瞄准的平台

9.1.4　诱饵

诱饵是一种特殊的干扰机，旨在诱使敌雷达认为诱饵更像是一被保护的平台。诱饵与其他干扰机的区别在于诱饵不干扰跟踪它们的雷达工作，只是试图吸引这些雷达的注意力，使雷达截获、攻击诱饵或转移其跟踪焦点。

9.2　干扰－信号比

干扰机的效果只有与受干扰的敌接收机关联起来方可进行计算。干扰效果常用有效干扰功率（即进入接收机核心部件的干扰信号功率）与信号功率（接收机希望接收的功率）的比值来描述，又称为干扰–信号比或干–信比，简单表示为 J/S。

为精确起见，在许多特定情况下需要将 J/S 这一简洁表达式加以修改，但都以下面所述原理为基础。讨论中采用的 dB 形式的公式包括为便于处理各种物理常数而编造的系数（如 32），同时允许以最

通用的单位直接输入参数并得到结果。本讨论中，所有的距离均以 km 为单位，频率以 MHz 为单位，雷达截面积（RCS）以 m^2 为单位。

9.2.1 接收的信号功率

首先考虑 J/S 的信号部分。在信号从发射机单程传输到接收机的情况下（如图 9.6 所示），到达接收机输入端的信号的功率由下式确定（各项均采用 dB 值）：

$$S=P_T+G_T-32-20\log(F)-20\log(D_S)+G_R$$

其中，P_T=发射机功率（dBm）；G_T=发射天线增益（dB）；F=发射信号频率（MHz）；D_S=发射机至接收机的距离（km）；G_R=接收天线增益（dB）。

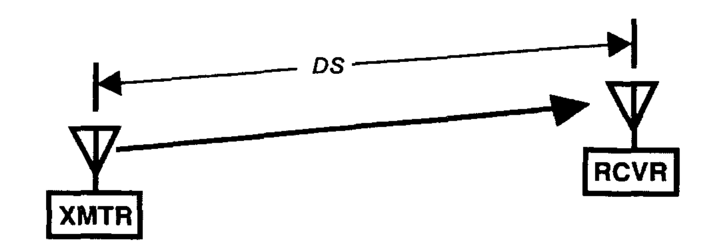


图 9.6 到达接收机输入端的所需信号强度由发射机功率、收/发天线增益和与频率及链路距离有关的链路损耗确定

对雷达信号而言（如图 9.7 所示），发射机和接收机通常设置在同一地点，而且共用同一天线，因此到达接收机的信号的功率由第 2 章给出的公式确定：

$$S=P_T+2G_{T/R}-103-20\log(F)-40\log(D_T)+10\log(\sigma)$$

其中，P_T=发射机功率（dBm）；$G_{T/R}$=发射/接收天线增益（dB）；F=发射信号频率（MHz）；D_T=雷达至目标的距离（km）；σ=目标的雷达截面积（m^2）。

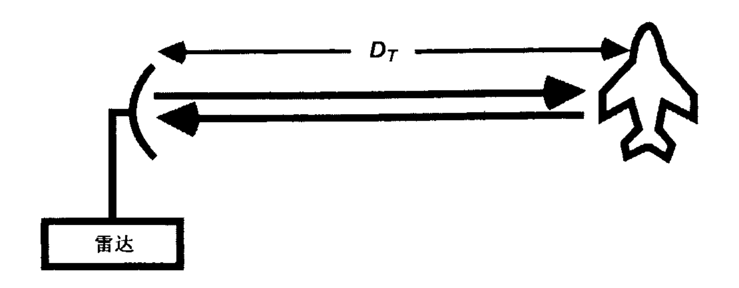


图 9.7　到达接收机的雷达信号的强度由两倍的天线增益、至目标的往返距离、信号频率和目标的雷达截面积确定

9.2.2　接收的干扰功率

干扰信号实际上是单程传输的，如图 9.8 所示。一般来说，无论干扰目标是通信接收机还是雷达接收机，干扰信号的性能都是相同的。接收机对干扰信号的接收不同于在双程传输情况下对所需信号的接收情况。首先，除非接收机采用全向天线，否则天线增益将随接收信号的方位和仰角的变化而变化。因此，如果不是从同一方向到达，干扰信号和所需信号将遇到不同的接收天线增益，如图 9.9 所示。其次，因为无法测量或估计所需信号的确切频率，所以干扰信号的频带宽度就必须远大于要干扰的信号的带宽。预测 J/S 时，只考虑落入接收机工作带宽之内的干扰信号。根据这两点考虑，到达接收机输入端的干扰功率由下式确定（单位：dB)：

$$J=P_J+G_J-32-20\log(F)-20\log(D_J)+G_{RJ}$$

其中，P_J=干扰机发射功率（dBm）（在接收机的带宽内)；G_J=干扰机天线增益（dB)；F=发射频率（MHz)；D_J=干扰机至接收机的距离（km)；G_{RJ}=干扰机方向的接收天线增益（dB)。

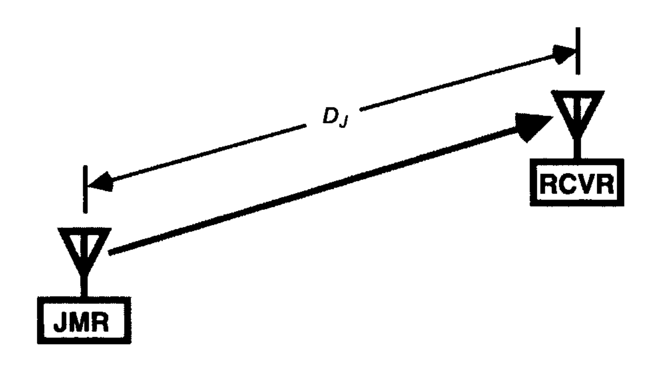


图 9.8 干扰信号到达接收机输入端，其强度由发射机功率、干扰机天线增益、与频率有关的链路损耗、链路距离和干扰机方向的接收天线增益来确定

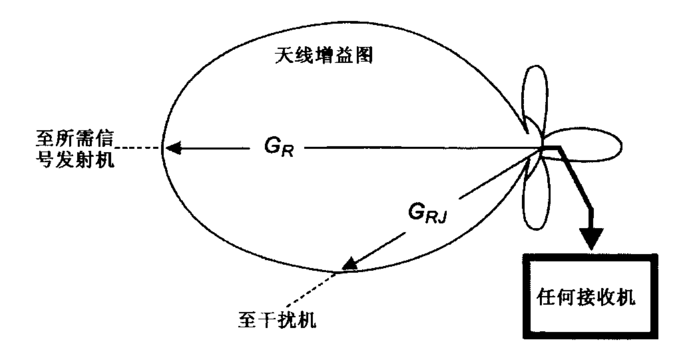


图 9.9 如果接收天线不是全向天线，则它对干扰信号的增益将不同于（一般小于）对所需信号的增益

9.2.3 干–信比

如图 9.10 所示，J/S 即干扰信号强度（在接收机带宽内）与所需信号强度之比。如果采用 dB 单位，则图中的纵坐标刻度是线性的。当然，假定接收机带宽是理想的且调谐到所需的信号。从上面的公式很容易得出 J/S 的关系。由于 J 和 S 是以 dB 表示的，所以其功率比就是它们的 dB 值之差。对单程信号传输情况而言（主要用

于通信干扰），J/S 的 dB 值为：

$J/S(dB)=J-S=P_J+G_J-32-20\log(F)-20\log(D_J)+G_{RJ}-[P_T+G_T-32-20\log(F)-20\log(D_S)+G_R]$

$=P_J-P_T+G_J-G_T-20\log(D_J)+20\log(D_S)+G_{RJ}-G_R$

例如，若干扰机的发射功率是 100W（+50dBm），其天线增益为 10dB，至接收机的距离为 30km；而所需信号发射机距接收机 10km，其发射功率为 1W（+30dBm），天线增益为 3dB，接收机天线对所需信号和干扰信号的增益均为 3dB。那么 J/S 为：

$J/S=+50dBm-30dBm+10dB-3dB-20\log(30)+20\log(10)+3dB-3dB=17dB$

就对抗雷达的干扰机来说，该公式为：

$J/S(dB)=J-S=P_J+G_J-32-20\log(F)-20\log(D_J)+G_{RJ}$

$-[P_T+2G_{T/R}-103-20\log(F)-40\log(D_T)+10\log(\sigma)]$

$=71+P_J-P_T+G_J-2G_{T/R}+G_{RJ}-20\log(D_J)+40\log(D_T)-10\log(\sigma)$

若雷达的发射功率为 1kW（+60dBm），其天线增益为 30dB，与 $10m^2$ 目标的距离为 10km，干扰机发射 1kW 的功率到距雷达 40km 的 20dB 天线，干扰信号被 0dB 的雷达天线副瓣所接收，则 J/S 为：

$J/S=71+60dBm-60dBm+20dB-2(30dB)+0dB-20\log(40)+40\log(10)-10\log(10)=29dB$

现在考虑干扰机和目标同地设置的情况（如自卫干扰机装载在被干扰雷达正跟踪的飞机上），到干扰机和到目标的距离相等，则干扰信号以与所需信号相同的角度进入雷达天线（即 $D_J=D_T$，$G_{T/R}=G_{RJ}$）。那么 J/S 公式简化为：

$$J/S(dB)=71+P_J-P_T+G_J-G_{T/R}+20\log(D_T)-10\log(\sigma)$$

假设雷达和目标不变，但干扰机放置在雷达正跟踪的平台上，且将干扰机的功率降至 100W，天线增益降低到 10dB，则 J/S 为：

$J/S=71+50dBm-60dBm+10dB-30dB+20\log(10)-10\log(10)=51dB$

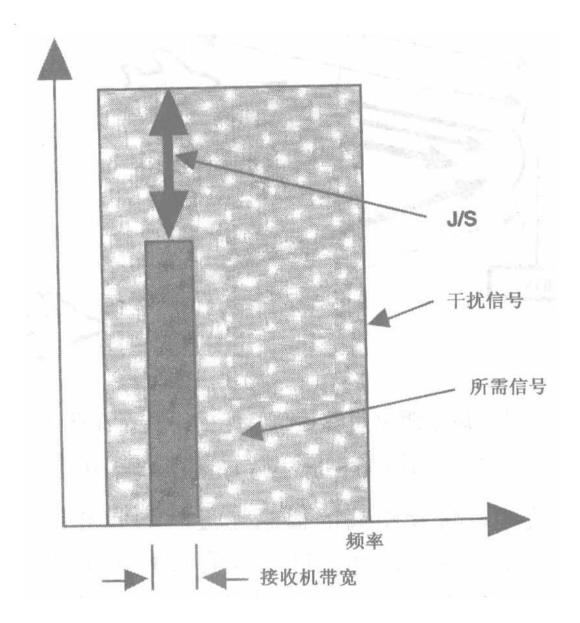


图 9.10　干–信比即在接收机带宽内的两个接收信号的功率之比

9.3 烧　　穿

烧穿是干扰技术中极为重要的一个概念，因为它研究保证干扰有效的条件。烧穿发生在 J/S 降低到被干扰接收机恰好能正常工作的时刻。

9.3.1 烧穿距离

烧穿距离是根据雷达干扰的概念定义的，但也能用于通信干扰。在雷达干扰中，烧穿距离是指到目标的距离，在这个距离上，雷达具有足够的信号质量来跟踪目标。图 9.11 所示为自卫干扰和远距离干扰的烧穿距离。在这两种情况下，烧穿是指从雷达到目标的距离。

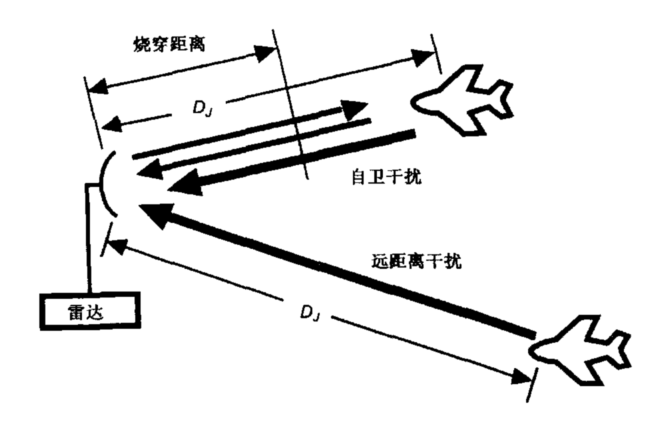


图 9.11　烧穿距离是雷达至目标的距离，在此距离上干扰机无法再干扰雷达的正常工作

在通信干扰中，烧穿距离的概念还没有如此鲜明，但有时仍有用。在这种情况下，烧穿距离意味着在存在特定干扰时通信链路的有效距离，如图 9.12 所示。它是发射机到接收机的距离，在此距离上接收机有足够的信噪比来从所需信号中解调并恢复需要的信息。

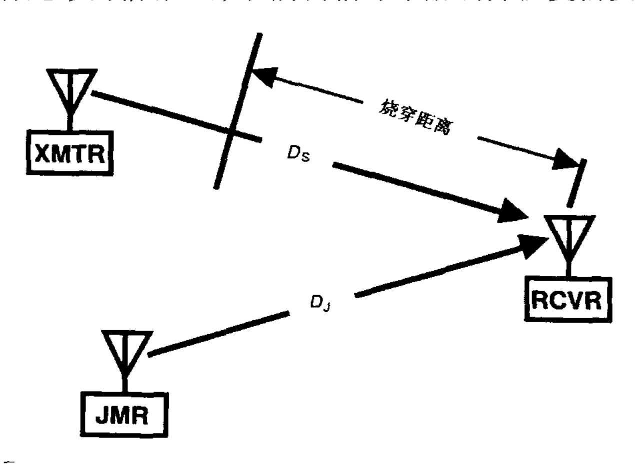


图 9.12　通信干扰的烧穿效应发生在当所需信号发射机至接收机的距离减小到能以足够质量接收到信号时

9.3.2 所需 J/S

有效干扰所需的 J/S 值可在 0dB 到 40dB(或以上)范围内变化，这取决于采用的干扰类型和所需信号的调制性质。因为 10dB 的 J/S 是适用于许多情况的一个精确整数，故在本文中将它定义为 J/S 的“合适值”。

9.3.3 J/S 与干扰

J/S 与许多参数有关，如表 9.2 所示。表中第一栏给出与干扰有关的每一个参数。第二栏给出参数的增加对 J/S 造成的影响。例如，干扰机发射功率增大将会使 J/S 的 dB 值增大，因此将 P_J 增加两倍就使 J/S 增加两倍（即增加 3dB)。第三栏给出每个参数适用的干扰类型，同时将雷达天线增益对 J/S 的不同影响区分开（对远距离干扰时的影响要大得多)。

表 9.2 干扰中每个参数对 J/S 的影响

参数（增加）	对 J/S 的影响（单位 dB）	干扰类型
干扰机发射功率	J/S 成正比增大	全部
干扰机天线增益	J/S 成正比增大	全部
信号频率	无	全部
干扰机至接收机距离	J/S 成随距离的平方而减小	全部
信号发射功率	J/S 成正比减小	全部
雷达天线增益	J/S 减小	雷达（自卫）
雷达天线增益	以每增加 1dB 增益 J/S 值减小 2dB 的比例下降	雷达（远距离）
雷达至目标的距离	J/S 成随距离的四次方而增大	雷达
目标的雷达截面积	J/S 成正比增大	雷达
发射机至接收机的距离	J/S 成随距离的平方而增大	通信
发射天线增益	J/S 成正比减小	通信
（定向）接收机天线增益	J/S 成正比减小	通信

9.3.4 （远距离）雷达干扰的烧穿距离

每种干扰情况下的烧穿距离公式恰好就是用以前章节中定义的术语给出的 J/S 方程，但为得出距离要重新整理公式（注意：在这些使用方便的以 dB 为单位的公式中的不变量规定了输入、输出的单位——本情况下，距离的单位为 km）。远距离雷达干扰的 J/S 方程为：

$$J/S=71+P_J-P_T+G_J-2G_{T/R}+G_{RJ}-20\log(D_J)+40\log(D_S)-10\log(\sigma)$$

整理为：

$$40\log(D_S)=-71-P_J+P_T-G_J+2G_{T/R}-G_{RJ}+20\log(D_J)+10\log(\sigma)+J/S$$

$40\log(D_S)$表达式可根据各信号参数与干扰参数算出。因这是一部雷达，故我们将 D_S 改变为 D_T（至目标的距离）。D_T 是一个 dB 数，必须转换为距离单位（km）。烧穿距离为：

$$D_T=10^{[40\log(D_T)/40]}$$

例如，若进入 20dB 增益天线的干扰机功率为 1kW（+60dBm）；雷达发射机功率为 1kW、天线增益为 30dB；干扰机距雷达 40km 且位于雷达天线的 0dB 副瓣方向。目标的雷达截面积为 $10m^2$，正常干扰所需的 J/S 值为 10dB。

则：

$$40\log(D_T)=-71-60dBm+60dBm-20dB+60dB-0dB+20\log(40)+10\log(10)+10dB=21dB$$

$$D_T=10^{(21/40)}=3.3km$$

因此，雷达将无法跟踪距离大于 3.3km 的目标。

9.3.5 （自卫）雷达干扰的烧穿距离

自卫干扰的 J/S 计算式为：

$$J/S(dB)=71+P_J-P_T+G_J-G_{T/R}+20\log(D_T)-10\log(\sigma)$$

整理为：

$$20\log(D_T) = -71 - P_J + P_T - G_J + G_{T/R} + 10\log(\sigma) + \text{J/S}$$

则：

$$D_T = 10^{[20\log(D_T)/20]}$$

例如，若进入 10dB 增益天线的自卫干扰机功率为 100W（+50dBm），雷达发射机功率为 1kW、天线增益为 30dB。目标的雷达截面积为 10m^2，正常干扰所需的 J/S 值为 10dB。

则：

$$20\log(D_T) = -71 - 50\text{dBm} + 60\text{dBm} - 10\text{dB} + 30\text{dB} + 10\log(10) + 10\text{dB} = -21\text{dB}$$

$$D_T = 10^{(-21/20)} = 89\text{m}$$

因此目标飞机可以保护自己在 89m 距离内不被雷达跟踪。

9.3.6 通信干扰的烧穿距离

通信干扰中 J/S 的计算公式为：

$$\text{J/S(dB)} = P_J - P_T + G_J - G_T - 20\log(D_J) + 20\log(D_S) + G_{RJ} - G_R$$

整理为：

$$20\log(D_S) = -P_J + P_T - G_J + G_T + 20\log(D_J) - G_{RJ} + G_R + \text{J/S}$$

则：

$$D_S = 10^{[20\log(D_T)/20]}$$

例如，若干扰机的发射功率为 100W（+50dBm）、天线增益为 10dB、距离接收机 30km，而所需信号发射功率为 1W（+30dBm），其天线增益为 3dB，接收机的天线为所需信号和干扰信号提供 3dB 的增益。需要的 J/S 为 10dB。

则：

$$20\log(D_S) = -50\text{dBm} + 30\text{dBm} - 10\text{dB} + 3\text{dB} + 20\log(30) - 3\text{dB} + 3\text{dB} + 10\text{dB} = 13\text{dB}$$

$$D_T = 10^{(13/20)} = 4.5\text{km}$$

这意味着受干扰的通信链路在 4.5km 距离处仍能正常工作。

9.4 覆盖干扰

前面我们将干扰分为“远距离干扰”和“自卫干扰”。还有两个重要分类是“覆盖干扰”和“欺骗干扰”。覆盖干扰一般采用噪声调制，目的是尽可能大地降低被干扰接收机中的信噪比。欺骗干扰旨在使雷达获得虚假的目标位置信息与速度信息。本节重点讨论覆盖干扰，以及为达到最大干扰效果的功率管理概念。

为了正确处理所接收的信号，每种接收机都必须具有足够的信噪比（SNR）。SNR 是接收机带宽内有用信号功率与噪声信号功率之比。在非敌对环境中，噪声功率就是接收系统的热噪声（即 kTB(dBm)+接收系统的噪声系数（dB））。接收的所需信号功率与发射功率、传播路径长度、工作频率和目标的 RCS 有关。覆盖干扰将附加噪声注入接收机，这与增加传输路径长度或降低雷达目标的 RCS 具有同样的效果。

当干扰噪声远大于接收机的热噪声时，我们用 J/S 而不是 SNR，但对信号接收和处理的影响是相同的。如果逐步增大覆盖干扰，则操作员或接收机后的自动处理电路可能永远不会知道存在着干扰而只是发现 SNR 变得很低。

所需的 RCS 取决于接收信号的性质和为提取信息所采用的信号处理方法。在语音通信中，SNR 将取决于谈话双方的技能和所传送信息的性质。当 SNR 降低到无法接收信息时，有效通信即中止。就数字信号而言，较低的 SNR 会产生误码，当误码率太高以致无法传输信息时通信即中止。

对雷达信号来说，一个熟练的操作员通常能在比处理多个目标的自动跟踪电路所需的 SNR 低得多的情况下，手动跟踪单个目标。因此，雷达干扰的目的是破坏雷达自动跟踪目标的能力，即以很少的目标使雷达接收饱和。

9.4.1　J/S 与干扰功率

如图 9.13 所示，接收系统在某种程度上能剔除指定接收和控制的信号外的所有信号。如果该系统具有指向所需信号来源的定向天线，则其他方向的所有信号都将被降低。任何种类的滤波（带通滤波器、可调预选滤波器、IF 滤波器）都可降低带外信号。在脉冲雷达中，接收机后面的处理器知道回波脉冲出现的大概时间，同时将忽略不在预计回波时间附近的信号。

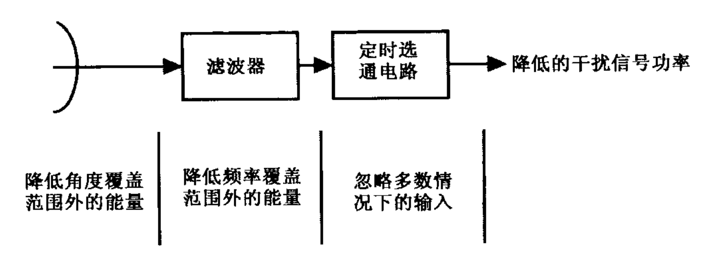


图 9.13　所发射的干扰信号的唯一有效部分是侵入雷达所有角度、频率和定时选择电路的那部分信号

如果在雷达或通信应用中采用跳频信号，则接收机接收的频带是一个“移动目标”。采用其他扩谱技术时，信号被扩展在一个较宽的频率范围，接收机可以在信号扩展前就获得与该信号相适应的灵敏度。

干扰机存在的问题是，为使干扰有效，必须将其功率分布在接收机可接收的整个频率范围内——包含接收天线的所有角度空间——接收机可接收信号能量的所有时间范围。如图 9.14 所示，只有通过接收机所有抗干扰措施的那部分功率才对 J/S 起作用。由于干扰机的发射功率与其体积、重量、电源利用率和成本直接有关，所以干扰机很少采用简单增加输出功率来获得足够有效干扰功率的做法。

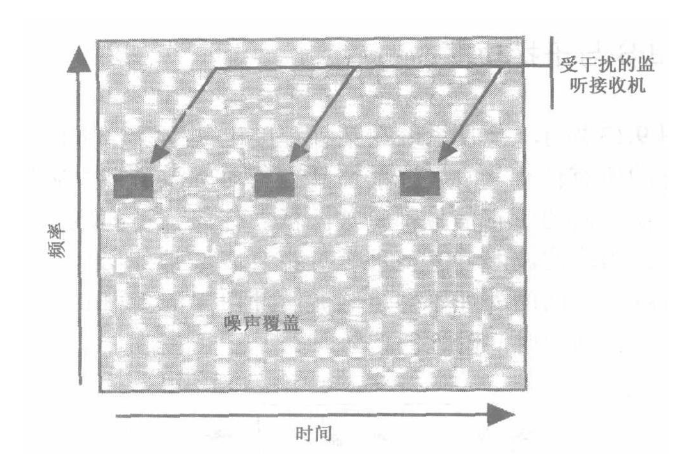


图 9.14　噪声干扰能量必须分布在可能存在接收机所需信号的整个时间-频率范围内

9.4.2　功率管理

干扰机对接收机的工作了解得越多，其干扰功率就越能准确聚集到接收机。干扰机能量聚集被称为“功率管理”，它与可获得的被干扰接收机的信息有关。该信息通常来自支援接收机（即干扰接收机或电子支援系统），支援干扰机接收、分类并测量认为会被受干扰接收机所接收的信号参数。这有时容易（在雷达跟踪携带干扰机的平台时），有时很难（如通信链路或双基地雷达）。图 9.15 所示的极为简单的综合电子战系统框图将为干扰机提供到达方向、频率和适于其管理功率的定时等信息。

关键是干扰机能够将其功率聚集在最有效的方向上。如图 9.16 所示，通过降低发射的干扰功率，功率管理还将降低干扰平台被干扰寻的威胁攻击的危险。

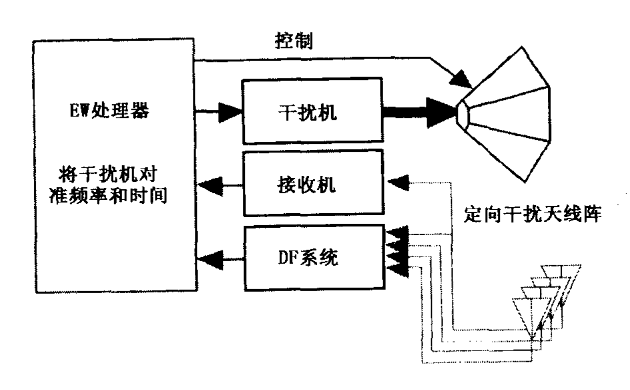


图 9.15 功率管理系统将干扰功率聚集在雷达回波信号所占用的方向、频率和时隙，同时尽可能少地浪费能量

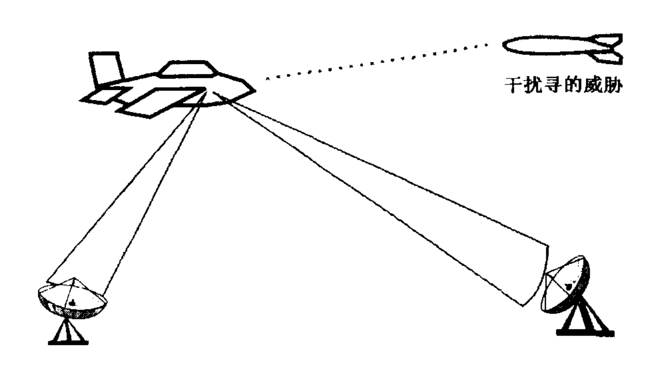


图 9.16 将干扰能量指向待干扰接收机既能提高干扰效果，又能降低被干扰寻的威胁攻击的危险

9.4.3 间断观察法

为有效管理功率，必须继续接收包含有被干扰接收机信息的信号。这一过程称为“间断观察法”，它是通过中止干扰一段时间以使间断观察接收机可进行观测来实现的。有关间断观察周期的争议一直在研发综合电子战系统接收机和干扰机的专家中持续。干扰间

隔必须足够长以使接收机发现和测量信号，但要获得适当的干扰效果又要求干扰间隔足够短，这是非常困难的事情。还有几种方法可用来隔离接收机和干扰信号，或用来替代传统的间断观察法。

- 天线隔离：干扰机的天线波束较窄，同时在支援接收机方向的功率大大降低。在某些情况下，接收机采用窄波束天线来增大隔离，但这种方法在系统需要连续全向覆盖时无效。如果干扰天线相对于接收天线是交叉极化的，则能获得很大的隔离。
- 干扰机和支援接收机的物理隔离：这可在单个大型平台上实现或通过分离的接收和干扰平台来实现。采用雷达吸波材料或通过适当隔开一段距离以利用与相位有关的衰减现象来增大隔离。若干扰机与接收机的间距过大，协调则会较难。
- 相位对消：这可通过将干扰信号反相后插入接收机输入中来实现。由于接收机接收的干扰信号是具有复杂变化相位特性的多路信号的组合，所以这是一个难题。

9.5　距离欺骗干扰

下面几节将讨论各种欺骗干扰技术。欺骗干扰的概念主要适用于雷达。这类干扰技术通过破坏雷达的处理而不是降低接收机的信噪比来使雷达丧失跟踪目标的能力。有些干扰技术能使雷达跟踪偏离目标一段距离，有些干扰技术能使雷达跟踪偏离目标一个角度。我们首先讨论不能对抗单脉冲雷达（即雷达的每个脉冲中包含了所有必要的跟踪信息）的技术，然后再讨论单脉冲干扰技术。下面先讨论“距离门拖离”和“距离门拖近”欺骗干扰技术。

9.5.1 距离门拖离技术

这是一种需要获悉雷达跟踪目标的脉冲到达时间的自卫技术。干扰机发射一个假回波脉冲，该脉冲循序滞后于雷达反射脉冲一段时间，如图 9.17 所示。由于雷达是根据反射脉冲的到达时间来确定目标距离的，故该技术能使雷达误以为目标距离比实际距离更远。其结果是雷达无法得到精确的距离信息。该技术需要的干信比(J/S)为 0～6dB。

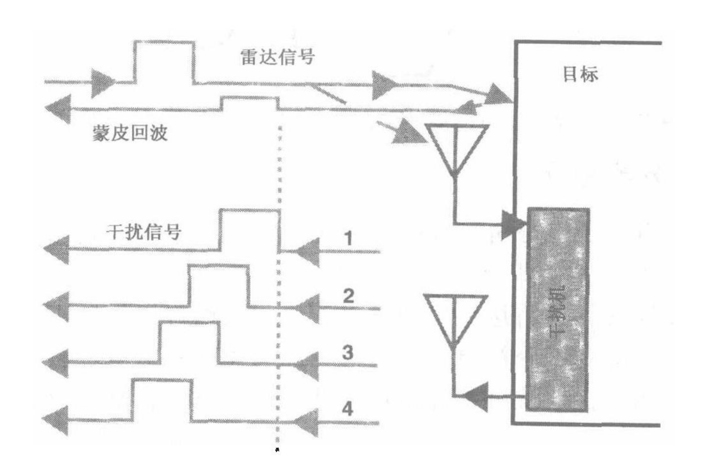


图 9.17 距离门拖离干扰机发射一高功率回波信号并不断延迟

在图 9.18 中，雷达利用前后波门在距离上跟踪目标。当一个波门中的脉冲能量较大时，雷达移动两个波门使其能量相等，从而在距离上跟踪目标。将一个较强的脉冲加在真实回波脉冲上，干扰机就可截获波门并生成足够强的干扰脉冲能量以将波门拖离真实目标或蒙皮回波到达时间。

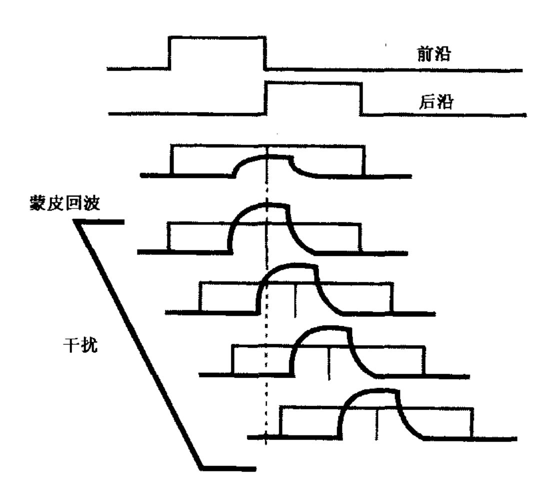


图 9.18　干扰机调节前后波门的时间以均衡较大的干扰脉冲功率

9.5.2　分辨单元

雷达有一个可分辨目标的分辨单元。分辨单元的长度通常等于脉冲长度的一半（即等于脉冲持续时间的一半乘以光速）；分辨单元的宽度通常等于雷达天线的波束宽度。跟踪目标的过程可被认为是设法将目标对准分辨单元的过程。通过将距离门在时间上移开，距离门拖离干扰机就可将分辨单元从目标上移开，如图 9.19 所示。当真实目标位于分辨单元之外时，雷达的跟踪就已中断。

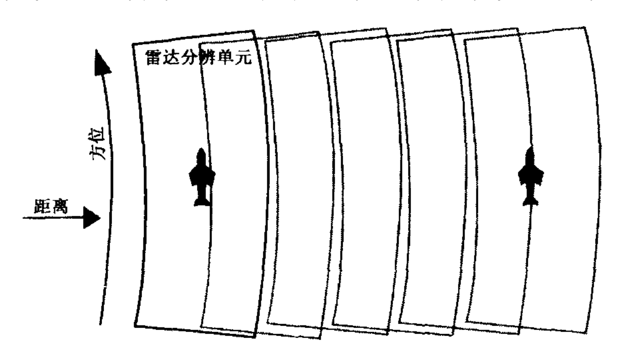


图 9.19　距离门拖离干扰机在距离上将雷达的分辨单元拖离目标，但方位保持准确

9.5.3 拖引速率

重要的是要考虑干扰机如何才能将距离门快速地拖离目标。显然，距离门移动越快，自卫效果越好。但是，如果拖引速率超过雷达的跟踪速率，则干扰无效。假如不了解拟干扰雷达的设计情况，则可根据雷达的用途来设定该速率极限。雷达必须能够跟踪目标距离的最大变化速率（即目标直接移向或离开雷达），并能以距离速率的最大变化率（即距离加速度）来改变其距离跟踪速率。

9.5.4 抗干扰措施

对付距离门拖离干扰有两种有效的抗干扰措施。一是简单地增加雷达的功率以使真实蒙皮回波成为主要的回波信号，这在“烧穿”距离处是有效的。二是采用前沿跟踪。看看在距离门拖离干扰期间雷达收到的实际信号。图 9.20 是蒙皮回波和干扰脉冲同时存在的情况，且具有足够的分辨率，因此能够辨别两个脉冲的前沿与后沿。

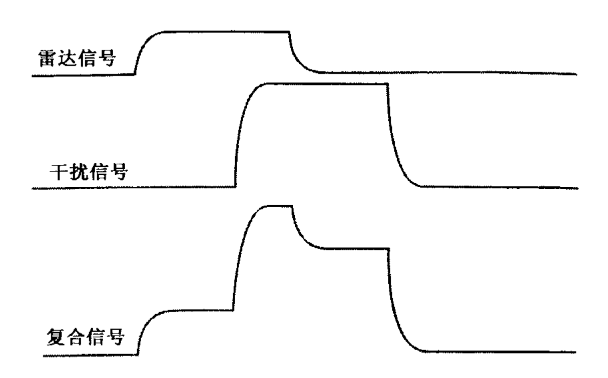


图 9.20 到达雷达接收机的干扰与回波复合信号包含两个信号的脉冲信息

对复合回波信号求微分，雷达将得到图 9.21 所示的信号，在两个脉冲的前沿各有一个尖峰信号。如果雷达正在跟踪此前沿信号，则因干扰脉冲的前沿出现得相对迟些，故该前沿信号不能被拖离。

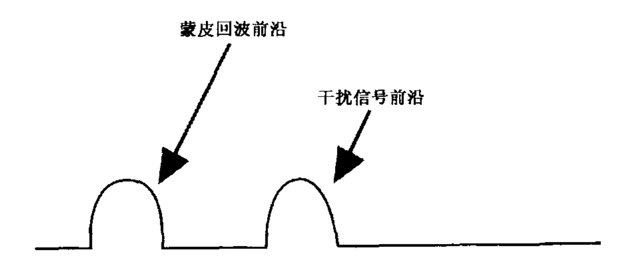


图 9.21　通过检测并跟踪蒙皮回波信号的前沿，雷达可以锁定蒙皮回波

9.5.5　距离门拖近

采用将距离门拖向雷达信号而不是拖离它这一干扰技术可以对抗前沿跟踪。该技术称为距离门拖近。图 9.22 所示为该技术中干扰脉冲的移动情况，干扰脉冲的前沿现在领先于蒙皮回波脉冲的前沿，因此它能偷引前沿跟踪波门。要预测回波脉冲序列中下一个脉冲的到达时间，就必须知道脉冲重复间隔（PRI），所以仔细地控制干扰脉冲即可使其超前回波脉冲一段时间。故采用距离门拖近干扰来对抗具有单一 PRI 的雷达是十分方便的。但是，该技术用来对抗参差脉冲序列则相当复杂，而且完全不能对抗随机定时脉冲。

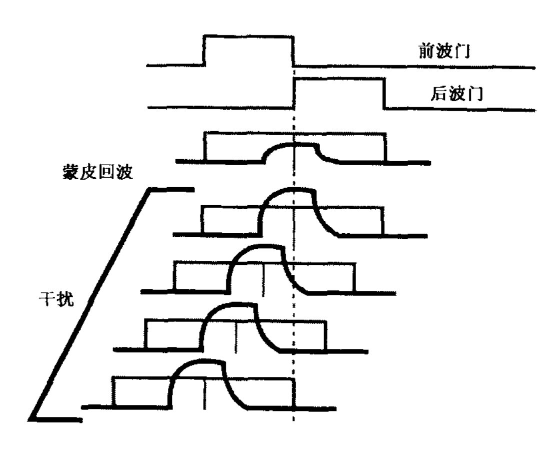


图 9.22　通过预测来自雷达的脉冲，距离门拖近干扰可以破坏前沿跟踪，但如果雷达没有一个稳定的脉冲重复频率，则该方法就很难有效

9.6 逆增益干扰

逆增益干扰是破坏雷达角跟踪能力的一种技术。如果干扰成功，该技术将破坏雷达处理器的角跟踪信息，或导致雷达处理器在对蒙皮回波信号与干扰信号的复合信号进行反应时产生错误的跟踪校正指令。该技术需要的J/S为10～25dB。

9.6.1 逆增益干扰技术

逆增益干扰技术是一种使用了被照射目标的接收机所收到的雷达天线扫描增益图的自卫技术。图9.23所示为一种典型的雷达扫描图。当雷达波束扫过目标时，波束照到目标的功率随时间而变化，如图9.23中上图所示。这称为威胁雷达扫描。当雷达波束主瓣扫过目标时，波瓣较大，而当雷达波束副瓣扫过目标时，波瓣较小。来自照射目标的蒙皮回波信号以同样的扫描图形反射回雷达，而雷达用同一天线来接收回波信号。基本上，当雷达在接收到最大蒙皮回波信号时能够获悉主瓣指向哪里，就能基本确定目标的角信息（方位、仰角）。

如果目标上的发射机向雷达发射一个具有相同调制类型（如相同的脉冲参数），但功率与时间的关系如图9.23中下图所示的信号时，则雷达接收的信号功率与雷达的天线增益将叠加为一恒定值。这意味着无论雷达天线波束指向何方，雷达接收机将接收到一幅度恒定的信号，因此雷达将无法确定目标位置的角信息。

富有经验的电子战从业者会认为上述描述在某些方面过于简单，但这种理想的逆增益干扰说明了其技术原理。实际应用可能在某些方面有所不同。一种情况是只在主瓣靠近被保护目标期间采用逆增益干扰。这种干扰技术的其他几种应用是采用较简单的

干扰波形。

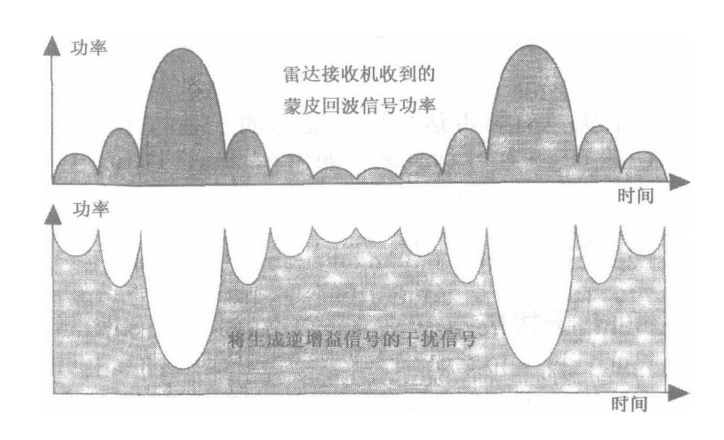


图 9.23　理想的逆增益干扰机将产生一个与雷达接收天线增益正相反的信号，以使雷达接收机能收到一恒定电平的信号

9.6.2　对锥扫雷达的逆增益干扰

锥扫雷达以圆周运动方式扫描其天线波束（从而在空间勾画出一个锥体来）。扫描信息用来驱动雷达以使目标位于“圆锥”中心。跟踪期间，目标始终位于天线主瓣内，但若目标没有对准圆锥中心，则所接收的功率以正弦规律变化。图 9.24 所示为天线的主瓣、天线的圆周运动和最终的威胁天线扫描图。由于天线视轴（最大增益方向）绕圆周路径运动，所以视轴在 A 点比在 B 点更靠近目标。因此，雷达天线的增益在 A 点目标方向比在 B 点目标方向更大，故而照射到 A 点目标的信号功率也比照射到 B 点目标的信号功率大。

图 9.25 说明了对抗锥扫描雷达的逆增益干扰技术的实现方法。最上面的图是到达目标的信号的正弦幅度图，也是雷达收到的蒙皮回波信号的形状。通过检测回波信号的幅度和相位，雷达可将其圆锥扫描中心移向目标。目标距扫描中心越近，正弦波形的幅度越小。

若目标位于扫描中心，则蒙皮回波将为一恒定功率电平—— 一般比天线视轴处产生的功率要小 1dB。

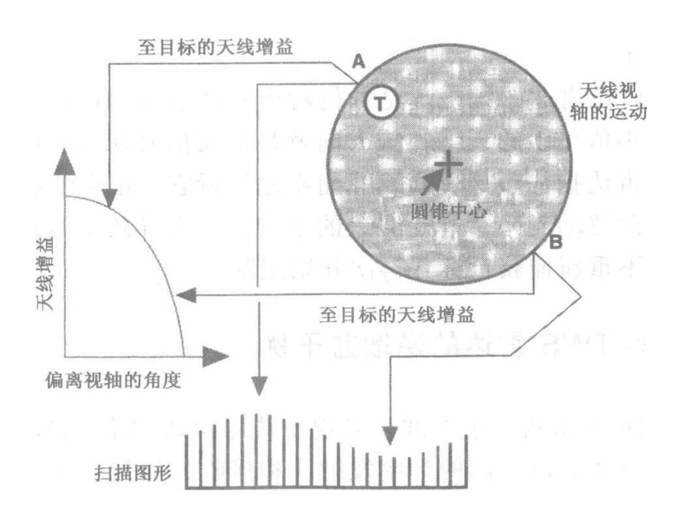


图 9.24　观察未在锥扫中心的目标时，以锥扫方式运动的天线波束将产生一个正弦输出

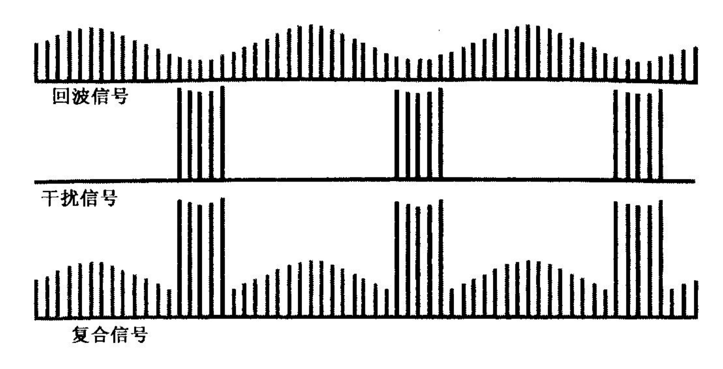


图 9.25　在圆锥扫描波形的最小值期间，干扰机发射的同步强脉冲序列产生逆增益干扰

如图 9.25 的中图所示，干扰机将同步的高功率脉冲序列施加到

雷达脉冲上。脉冲序列的周期与雷达天线的扫描周期相同，因而等于正弦扫描波形的周期。这些脉冲序列定时到目标接收的雷达扫描周期的最小值上。这意味着跟踪雷达接收到的复合信号将如图 9.25 的下图所示。

现在讨论雷达跟踪机理是如何对该复合信号起作用的。蒙皮回波信号最小值出现的天线扫描方向就是最大信号功率方向，因此跟踪器控制雷达扫描直接远离目标而不是靠近它。正常情况下，这可使雷达跟踪移动到距目标足够远的地方，从而导致雷达跟踪中断，雷达不得不重新捕获目标并再次开始跟踪。

9.6.3　对 TWS 雷达的逆增益干扰

图 9.26 利用两个扇形波束来说明边跟踪边扫描（TWS）雷达的概念。两个波束以不同的频率发射（和接收）信号。一个波束测量所有观测目标的仰角，另一个波束测量方位，这样雷达就能同时获悉在跟踪范围内的多个目标的位置。图 9.26 表示了跟踪的角度空间，而目标的距离利用反射脉冲的到达时间来测量。

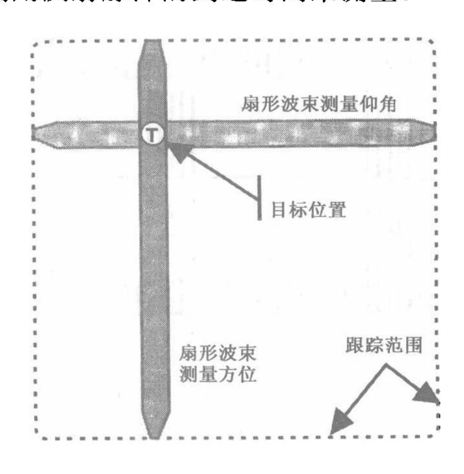


图 9.26　典型的 TWS 雷达利用两个不同的波束来测量目标的方位和仰角

在图 9.27 中，当最大回波出现时，雷达可通过记录方位（或垂直）波束的位置来确定目标的方位；用仰角（或水平）波束的位置来确定目标的仰角。如果两个波束恰好同时通过目标（如图 9.26 所示），则两个响应是时间同步的。

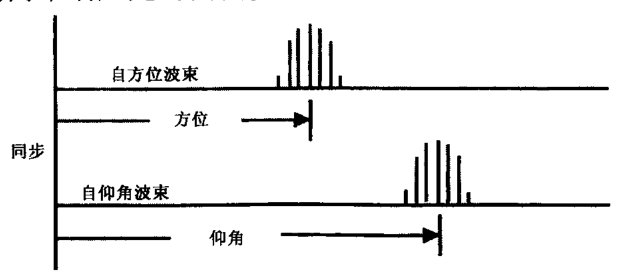


图 9.27　TWS 雷达利用图 9.26 所示的天线波束来测量目标的位置

图 9.28 所示为对 TWS 雷达的逆增益干扰。该图只考虑一个波束，但该技术既可用来对抗一个波束又可用来对抗两个波束。图中第一个波形是单波束时的蒙皮回波。通过平衡角度波门中前后波门的能量，雷达将跟踪该波束中的目标。第二个波形是干扰信号，即与雷达脉冲同步的脉冲串。第三个波形是雷达接收机收到的蒙皮回波与干扰信号的复合信号。若干扰脉冲串是时间扫描的（任意方向），它们将移过目标回波，捕获角度波门，从而使 TWS 雷达丢失对目标的跟踪。

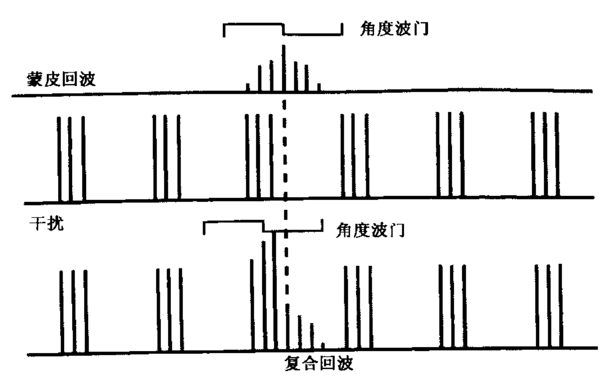


图 9.28　逆增益干扰将每个波束中的角度波门拖离蒙皮回波

9.6.4　对 SORO 雷达的逆增益干扰

隐蔽扫描（SORO）雷达借助跟踪目标的天线用一稳定信号来照射目标。它采用来自扫描接收天线的跟踪信息。如图 9.29 所示，目标上的接收机将观测到一个等幅信号，故干扰机无法测量雷达的扫描周期或无法确定雷达扫描波形的最小值位置。然而，如果目标上的接收机能够识别所用雷达的类型，则它将能获悉大概的扫描速率。图 9.30 所示为应用逆增益干扰对抗 SORO 雷达的方法。其中上图所示为所接收的蒙皮回波信号（由于跟踪波形的形状由接收天线的扫描方式确定，故该波形只存在于雷达中）；中图所示为干扰机产生的与雷达脉冲同步的脉冲串信号。该脉冲串的猝发速率接近接收天线的假设扫描速率，使脉冲串通过接收天线的扫描类型，如下图所示。尽管该干扰脉冲串并不总是产生 180° 的跟踪误差（若它与被干扰雷达的扫描同步就会产生），但它几乎会在所有时间内产生错误的跟踪信号。

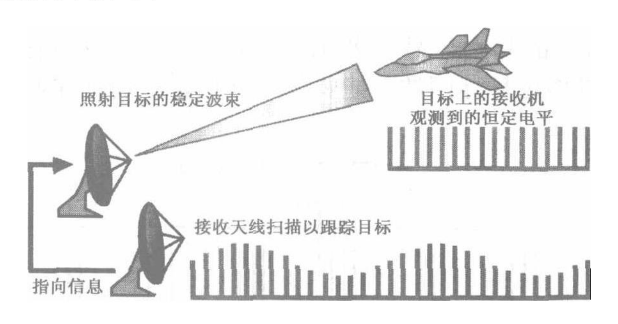


图 9.29　SORO 雷达应用一稳定信号照射所跟踪的目标，同时利用一扫描接收天线跟踪目标

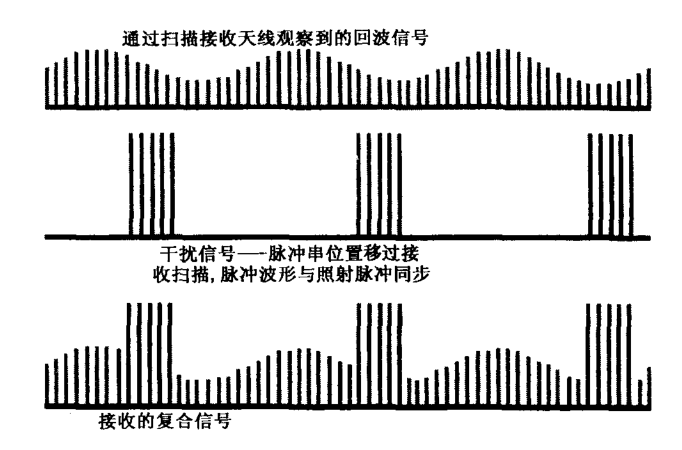


图9.30　周期性的同步干扰脉冲串移过SORO雷达的跟踪波形以生成逆增益干扰

9.7　AGC干扰

自动增益控制（AGC）是任何一部必须在极宽的接收功率范围内处理信号的接收机的必要组成部分。接收机的瞬时动态范围就是它可同时接收到的最大信号与最小信号之差。为了接收大于瞬时动态范围的各种信号，接收机必须利用手动或自动增益控制，将接收信号的电平降低到使最强的信号能被收到的程度。AGC是通过测量接收系统中某一合适点的功率并自动降低系统增益或者增加衰减，从而将带内最大信号降低到接收机能够处理的电平上来实现的。

目标距离和雷达截面积变化较大时就必须在雷达中采用AGC。由于雷达接收机设计成只接收一个信号（即它所发射的信号的回波），所以它不需要瞬时动态范围太大，但必须能迅速降低其增益以接收较大的回波信号。在接收机进行为跟踪目标所需的精确幅度测量时，它必须保持降低后的增益设置。因此，雷达具有快速出击/慢速衰减的AGC。

AGC 干扰机以接近雷达天线扫描速率的速度发射非常强的脉冲信号。如图 9.31 所示，这些脉冲捕获雷达的 AGC。其最终增益的降低会导致所有的带内信号大大降低。回波跟踪信号被抑制到这么低的电平将会导致雷达无法有效地跟踪目标。

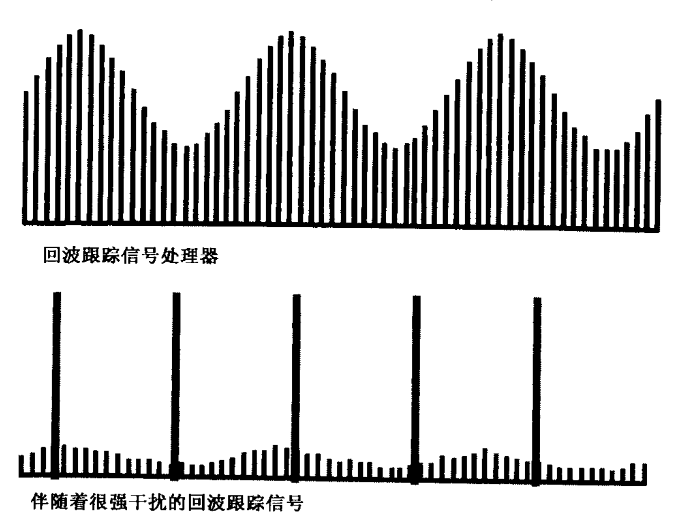


图 9.31　AGC 干扰机捕获雷达的 AGC，从而降低其跟踪信号以阻止角度跟踪

9.8　速度门拖引

连续波（CW）和脉冲多普勒（PD）雷达采用鉴频法将动目标（如低空飞行的飞机或行走的士兵）反射信号与地面反射信号区分开。根据多普勒原理（参见第 8 章），在雷达天线波束内的任何物体所反射的雷达回波信号的频率将发生变化。每一物体的反射信号的频移量都与雷达和反射物体的相对速度成正比。如图 9.32 所示，这种回波信号可能相当复杂。为了跟踪杂乱背景中的一个特定目标回波，雷达需要对准在回波信号附近的一个窄频率范围内。由于多

普勒回波中每个频率都对应一相对速度，故这种频率滤波器被称为“速度门”，调节该滤波器以便分离出所需的目标回波信号。在交战期间，雷达和目标的相对速度可能在较大范围内快速变化，例如，以1马赫速度进行6g翻转的两架飞机间的相对速度可从2马赫变至0马赫，且以高达400kph/s的速率变化。由于目标的相对速度在变化，故雷达的速度门也将在频率上移动以保证所需的回波信号居中。注意：回波信号的幅度也会迅速变化，因为从不同角度所观察的目标的RCS会大为不同。

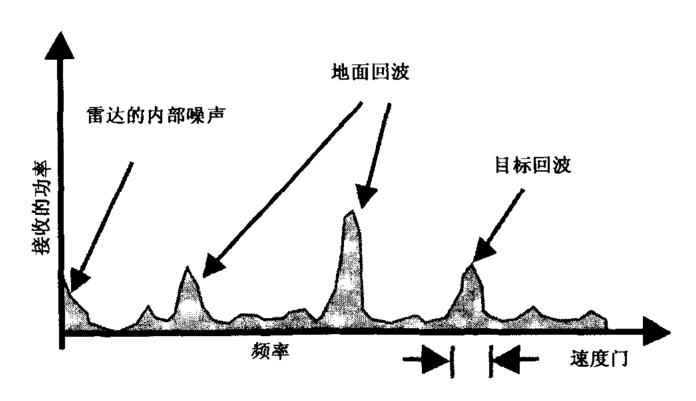


图9.32 多普勒雷达的目标回波信号包含了许多分量

图9.33描述了速度门拖引（VGPO）干扰机的工作原理。其中，（a）图给出了对准速度门的目标回波，图中未给出实际回波中存在的其他信号分量。在（b）图中，干扰机在与目标收到的雷达信号频率相同的频率上产生一强得多的信号。回波信号将以不同的频率（多普勒频移）返回雷达，但因目标和干扰机在一起移动，所以干扰信号将同样被移动，因此将落到雷达的速度门内。在（c）图中，干扰机使干扰信号扫离回波信号频率。由于干扰信号非常强，它会捕获速度门使其远离回波信号。在（d）图中，干扰机已使速度门移到距回波信号足够远处从而使回波位于速度门外，这就阻止了雷达的速度跟踪。

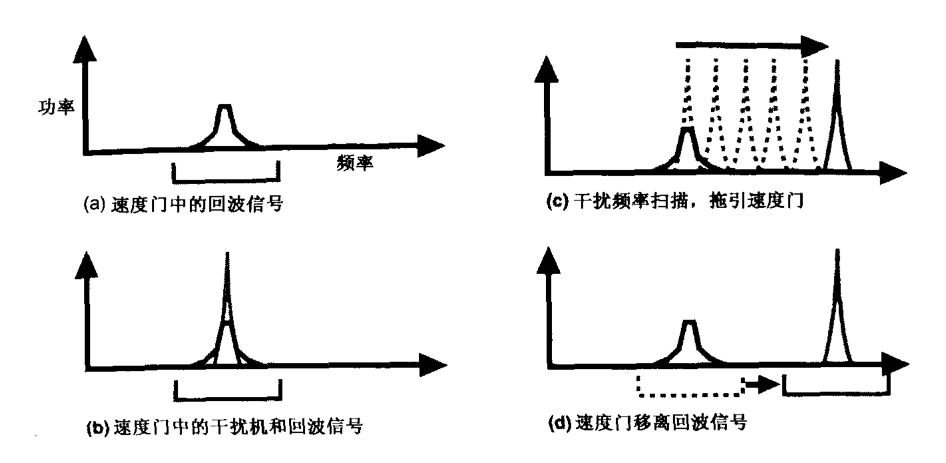


图 9.33　速度门拖引干扰机采用与距离门拖引干扰机同样的原理，但在频域内实施

需要考虑的一个重要问题是干扰机能将速度门拖多快。结果取决于雷达跟踪电路的设计，而且只有假设雷达能够跟踪一已知类型目标时才能得到可靠的答案。研究一下任何类型的电子战交战场景的几何位置，通常即可证明：最大的相对加速度来自机动转弯而不是线性加速运动，所以目标的最大转弯速度将给出雷达必须能够跟随的最大速度变化率。

9.9　对单脉冲雷达的欺骗干扰技术

对单脉冲雷达实施干扰有很大的难度。截至目前我们所讨论的欺骗干扰技术都不能对抗单脉冲雷达，在自卫干扰中尤其如此，有些干扰技术实际上增强了单脉冲雷达的跟踪能力。如果一部远距离干扰机能够获得足够的干-信比 J/S，那么它就能有效地对抗单脉冲雷达——就如同部署得当的诱饵和箔条云能够产生足够的雷达截面积一样。诱饵将在第 10 章讨论，这里重点讨论欺骗干扰技术，它或许是最好（或唯一）的解决方案，这取决于战术态势。

9.9.1 单脉冲雷达干扰

单脉冲雷达很难干扰，因为它能从其所接收的每个回波脉冲中获得跟踪目标所需的全部信息（方位和/或仰角），而不是通过比较一串脉冲回波的特性来获得这些信息。对单脉冲雷达的自卫干扰更为困难，因为干扰机要安装在目标上，这会使其更容易被雷达跟踪。如果自卫干扰机压制了单脉冲雷达的距离信息（如采用覆盖脉冲），那么雷达通常仍能进行角度跟踪，从而提供足够的信息将武器引导到目标上。

欺骗单脉冲雷达有两种基本途径。一是利用雷达工作模式的某些已知缺陷，二是利用单脉冲雷达在一个雷达距离分辨单元内提取其角度跟踪信息的方式。一般来说，第二种方法比较好，因此我们先讨论它。

9.9.2 雷达分辨单元

在9.5.2节，我们简单讨论过分辨单元——一个用雷达波束宽度和脉冲宽度描述的区域。现在我们先详细讨论分辨单元的宽度，然后再讨论分辨单元的高度，如图9.34所示。

分辨单元的宽度用落入天线波束的面积来定义，它取决于波束宽度和雷达至目标的距离。波束宽度通常是指3dB波束宽度，所以在n km距离处波束覆盖$2n\times\sin$（3dB波束宽度/2）km。雷达在方位和仰角上区分两个目标的能力取决于天线波束扫过两个目标时其雷达回波的相对强度。显然，若目标间距很大以致两个目标不能同时处于天线波束内，那么雷达就能分辨它们。由于通常假设雷达发射和接收天线的方向图相同，所以从位于距天线视轴3dB夹角处的目标接收到的回波信号功率将比天线视轴上的目标功率小6dB，如图9.35所示。

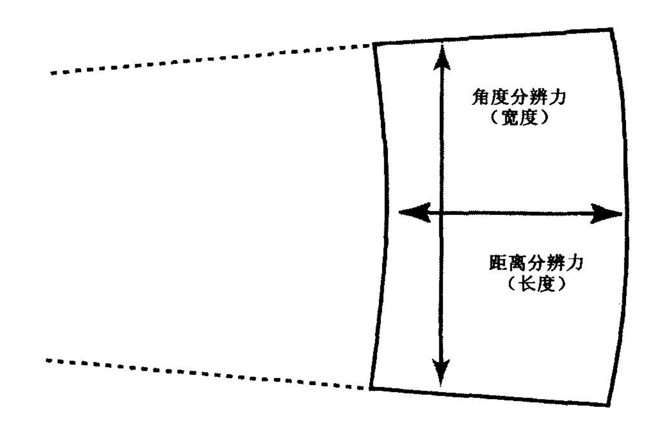


图 9.34　雷达分辨单元的宽度由雷达天线的波束宽度和脉冲宽度来决定

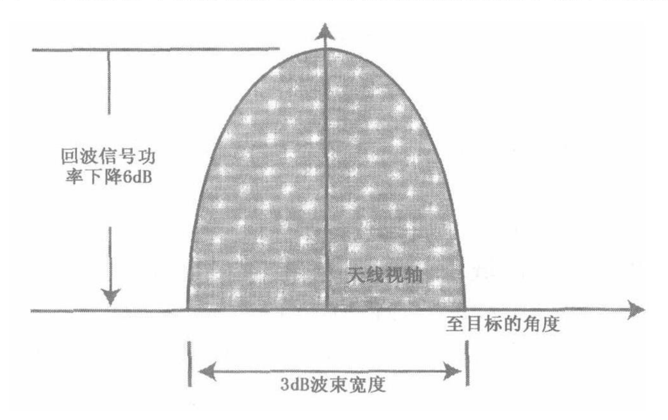


图 9.35　雷达目标偏离天线视轴半个波束宽度就会使回波信号功率下降 6dB

现在讨论当雷达天线从一个目标移向另一个目标时，从功率相差半个波束宽度的两个目标所收到的总信号功率会发生什么变化。第一个目标的功率将随着第二个目标的功率增加而缓慢地下降，因此雷达将看到一个连续的回波信号功率出现。在两个目标间隔小于半个波束宽度时，这种现象就更加明显。当两个目标间隔大于半个波束宽度时，回波响应有两个，但直到目标间隔约为一个波束宽度

时才会变得明显。因此，可认为分辨单元的宽度等于一个全波束宽度，但是设想它等于半个波束宽度则更为稳妥。

图 9.36 所示为距离分辨单元的长度（距离分辨力极限）的形成机理。该图给出了一部雷达和两个目标（目标距离相对于脉冲宽度而言显然太小了）。当两个目标的距离相隔不到半个脉冲宽度时，在第一个目标的照射完成之前就开始照射第二个目标。但是，第二个目标的回波脉冲将迟后于第一个目标的回波脉冲一段时间（该时间等于两倍的目标间距除以光速），这是因为增加了从第一个目标到第二个目标的往返时间。因此，随着两个目标的间距减小，回波脉冲直到距离差减小到半个脉冲宽度时才会开始交叠——从而将距离分辨单元的长度限制在半个脉冲宽度。

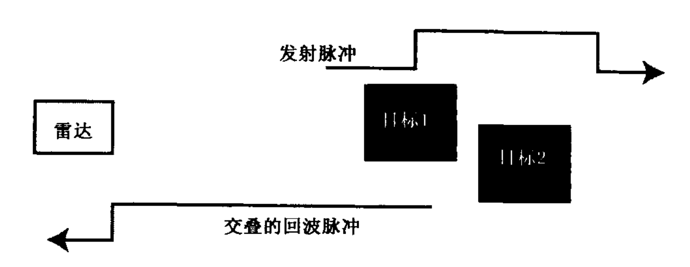


图 9.36 相距一个脉冲宽度的两个目标所产生的回波信号也相距一个脉冲宽度

根据以上讨论，雷达分辨单元的定义就是波束宽度和雷达信号在其脉冲持续期间传播距离的一半所包含的区域。

9.9.3 编队干扰

我们用了大量的时间来讨论分辨单元，明白了若两架飞机位于一个分辨单元内（如图 9.37 所示），单脉冲雷达就无法分辨它们，因此将跟踪它们的质心。取分辨单元为半个波束宽度乘以半个脉冲宽度，若脉冲宽度很窄，则两架目标飞机必须保持密集编队（如 100ns 脉冲宽度时距离为 15m）。交叉编队距离要求更宽松（如雷达

波束宽度为 1°、30km 远时为 261m)。当然，分辨单元将随距离减小而大大变窄。

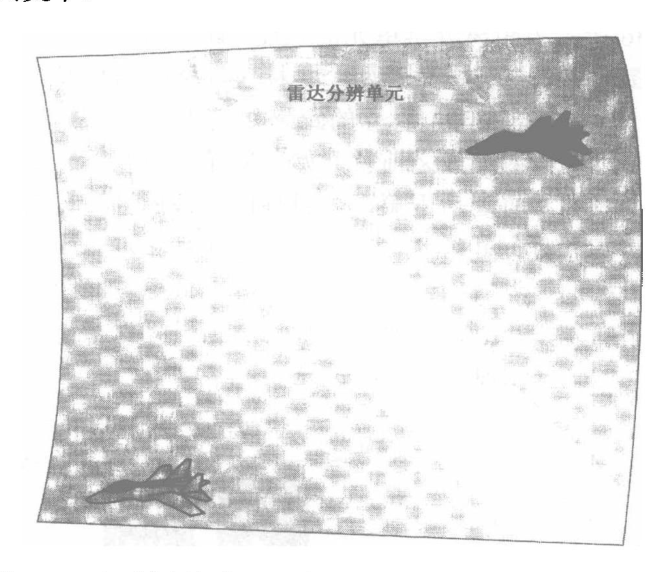


图 9.37　当两个目标位于一个雷达分辨单元内时采用编队干扰

如图 9.38 所示，若采用覆盖脉冲干扰或噪声干扰来压制雷达的距离信息，则可以在更大的目标距离上实施编队干扰。这些类型的干扰所需的 J/S 通常都不大（0～10dB）。

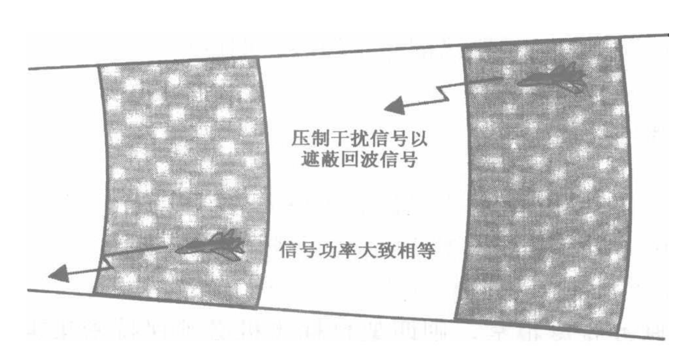


图 9.38　若雷达的距离信息被压制，则可以在更大的目标距离上实施编队干扰

9.9.4 闪烁干扰

闪烁干扰也涉及位于一个雷达距离单元内的两个目标。但是，目标携带的干扰机是协同工作的。两部干扰机以一个接近雷达引导伺服带宽（通常为 0.1～10Hz）的协同闪烁速率交替工作。若在跟踪响应中发现谐振，则可能使天线指向产生较大的过冲。指向两部闪烁干扰机的导弹将会随着目标距离减小而剧烈摆动，交替地从一个目标指向另一个目标，最后不能进行正确的末制导。

9.9.5 地面反弹干扰

图 9.39 所示的地面反弹干扰技术对抗主动或半主动导弹制导系统尤为有效。干扰机将产生一个很强的模拟雷达回波信号，并指向将产生地面反射的角度方向。干扰信号必须有足够的等效辐射功率（ERP），以使地面反射信号能以比被攻击飞机的回波信号大得多的强度抵达导弹跟踪天线。如果能正确地实施这种干扰，则导弹将会被引导到被保护飞机的下方。

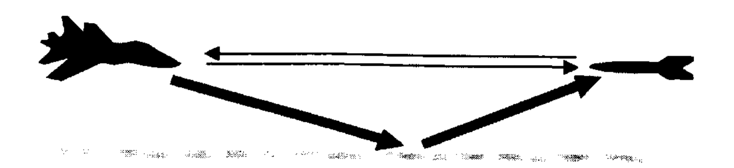


图 9.39 旨在进行地面反弹的强雷达转发信号会将导弹的雷达跟踪器引导到被保护飞机下方

9.9.6 边频干扰

图 9.40 所示为一个带通滤波器的幅度通带。这种滤波器旨在使通带内的所有信号以尽可能小的衰减通过，而对通带外的信号产生

尽可能大的衰减。理想滤波器将对通带外的所有信号提供无限大的衰减。然而，实际滤波器有“边缘”响应，即在边缘上输入信号被衰减一个数，这个衰减数与输入信号在带外的数量成正比。边缘的斜率为 6dB/倍程，即就每一级滤波而言，偏离滤波器通带中心的频率每增加一倍，衰减就增大四倍。滤波器还有一个“最大抑制电平”，即对远离频带的信号所施加的最大衰减。最大抑制电平通常为 60dB。这意味着，一个非常强的带外信号如果距通带很近，则它能通过滤波器但有一定抑制，如果它远离通带，抑制会更大些。

图 9.40 的另一条曲线所示为滤波器的相位响应。一个设计良好的滤波器在通带内一般具有线性度很好的相位响应。然而，在频带边缘外，相位响应是不确定和非线性的。也就是说如果在边频范围内接收到很强的干扰信号，则会产生错误相位，从而导致雷达的跟踪电路失灵。当然，J/S 必须非常高，因为干扰机必须克服滤波器的抑制，还要有比真实目标回波大得多的功率。

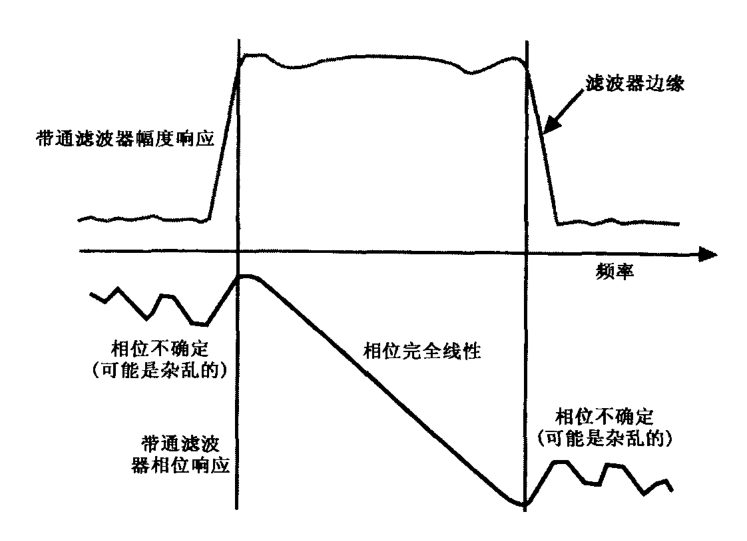


图 9.40　滤波器的幅度响应使滤波器通带外的信号大幅衰减，并在通过滤波器边缘时衰减增到最大。滤波器在通带外的相位响应不确定

9.9.7 镜频干扰

图 9.41 是一个频谱图。如同第 4 章所描述的，超外差接收机利用本振（LO）将射频频率转换为中频（IF）。这种频率转换在混频器中完成，混频器生成所有输入信号的谐波及和差信号。混频器的输出被滤波，并送到 IF 放大器（然后可能再送到另一频率变换级）。LO 频率比接收机调谐频率高一个 IF 值或低一个 IF 值。例如，在调谐到 800kHz 的调幅（AM）广播接收机中，LO 频率为 1255kHz（因为中频为 455kHz）。这种情况下，镜像频率是 1710kHz，进入混频器的该频率信号也将出现在 IF 放大器中，从而使接收机性能大大降低。为了防止这种“镜频响应”，接收机设计总是要包括一个滤波器以使镜像频率远离混频器。

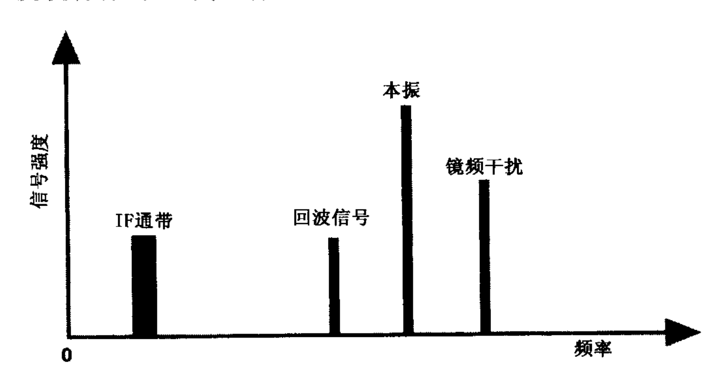


图 9.41 超外差接收机或变频器中的中频等于接收机调谐频率与本振频率之差

顺便说一下，宽带侦察接收机通常设计成具有多种转换的原因就是为了避免发生镜像响应问题。

如图 9.41 所示，假设一部特定雷达接收机采用一个其频率大于接收机调谐频率的 LO。当然，接收机要调谐到适当频率以便接收回波信号；而 IF 频率等于回波频率与 LO 频率之差。如果接收

到一个像回波信号的镜频信号，其功率足以消除输入滤波的影响，那么它也会被雷达的 IF 放大器放大并与回波信号一起进行处理。但是，该镜频信号的相位与真实回波信号的相位相反，这会导致雷达的跟踪误差信号改变符号（也就是说，使雷达远离目标而不是靠近它）。

遗憾的是，除雷达发射频率（当然是不含多普勒频移的回波信号频率）外，这种方法还需要了解更多的雷达设计细节。采用向高端转换还是向低端转换——即本振频率大于回波频率还是低于回波频率？若雷达接收机前端具有很少或根本没有调谐滤波功能，那么这种方法只要求具有适中的 J/S。如果雷达接收机前端具备很强的调谐滤波功能，则需要 60dB 以上的 J/S。

9.9.8 交叉极化干扰

交叉极化干扰能有效地对抗采用抛物面天线的雷达，其效果和天线的焦距与其直径之比有关。因为这个比值越小，天线的曲率就越大。如果用一个较强的交叉极化信号照射，则由于存在称为“康登”瓣的交叉极化波瓣，天线将会给出虚假跟踪信息。如果交叉极化响应强于匹配的极化响应，那么雷达跟踪信号将改变正负号，从而导致雷达丢失对目标的跟踪。

为了生成交叉极化信号，干扰机要有两个带正交天线的转发通道（即每个都是线性极化，但相互成 90° 角），如图 9.42 所示。虽然任何一组正交极化都起作用，但图中所示的是垂直极化和水平极化。如果接收信号的垂直极化分量以水平极化方式被转发，而水平极化分量以垂直极化方式转发，那么接收信号就被以与原信号成交叉极化的方式转发出去，如图 9.43 所示。

与雷达天线设计有关，该方法需要 20～40dB 的 J/S。需要注意的是有极化屏保护的天线受交叉干扰的损害将会很小。

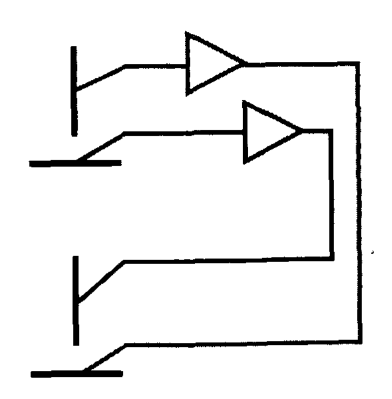


图 9.42 交叉极化干扰机通过两个正交极化天线接收雷达信号，并转发所接收的每一个正交极化信号

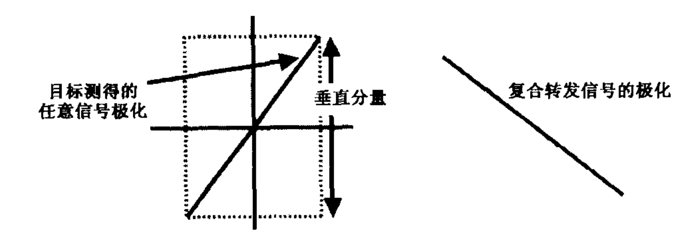


图 9.43 通过转发两个正交极化信号分量（每个分量有 90° 极化相移），交叉极化干扰机生成一个与任何线性极化接收信号都成交叉极化的信号

9.9.9 幅度跟踪

首先，回顾一下单脉冲雷达的跟踪电路实现目标跟踪的方法。如图 9.44 所示，用一个双通道单脉冲系统进行描述。该系统用两个独立的传感器接收回波信号，并通过比较这两个接收信号来实现角跟踪功能。它要求两个信号之差能生成误差信号；如果两个传感器的连线与目标垂直，则两个接收信号将相等；但随着传感器阵列视轴移开时，跟踪器必定会产生一个误差信号以使阵列移向目标方向。为正确跟踪目标，源自传感器输出的误差信号必须与接收信号

的强度无关，而要实现这一点最简单的方法就是通过比较和信号与差信号来进行归一化处理。图 9.45 所示为和响应与差响应是跟踪器视轴方向与目标方向之间的夹角的函数。为简单起见，和信号用符号Σ来表示，差信号用符号Δ来表示。跟踪信号由Δ－Σ得出，此值越大，跟踪器为将其视轴移向目标所需的校正幅度就越大。同时，Δ的符号将决定校正的方向。

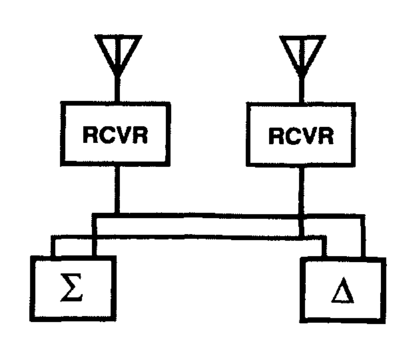


图 9.44　单脉冲跟踪器通常用两部接收机的信号生成和信号与差信号，然后再由Δ－Σ得出跟踪误差信号

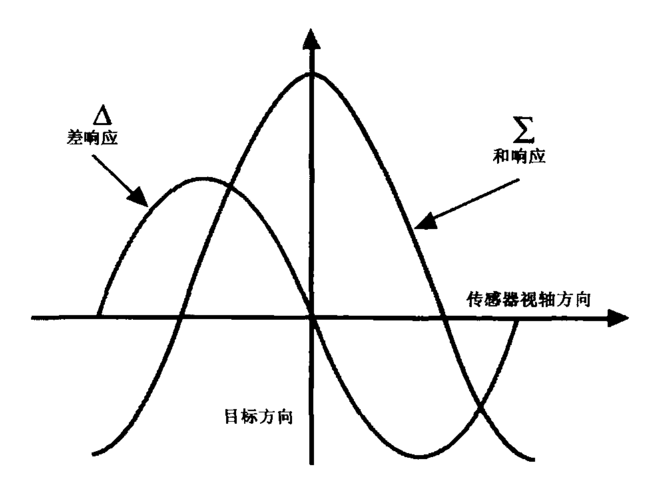


图 9.45　和响应与差响应与传感器视轴相对于被跟踪目标的方向有关

9.9.10　相干干扰

当两部以上的干扰机一起使用时，如果两个干扰信号的射频相位有固定、可控的关系，则它们是相干的。当两个相干信号同相时，它们将互相叠加；而当两个信号反相时，它们就会互相抵消。

9.9.11　交叉眼干扰

交叉眼干扰包含一对相干的转发器环路。每个环路都从另一个环路收到信号的位置上转发接收信号。两个环路的位置要尽可能相距远些。图 9.46 描述了在飞机翼尖装备交叉眼干扰机的情况。注意：两条电路径的长度必须相等，而其中一条电路径的相位必须有 180° 的相移。为了理解该系统的工作原理，我们应回顾一下“波前”这个概念。如同在第 8 章干涉仪测向中描述的一样，波前在自然界实际上是不存在的，但它是一个非常方便的概念。波前是与发射机方向垂直的一条直线。由于无线电信号是从一个全向天线向空间球形辐射的（在定向天线的波束宽度内，其辐射特性几乎相同），所以波前定义了一条直线，在这条直线上辐射信号的相位是恒定的。

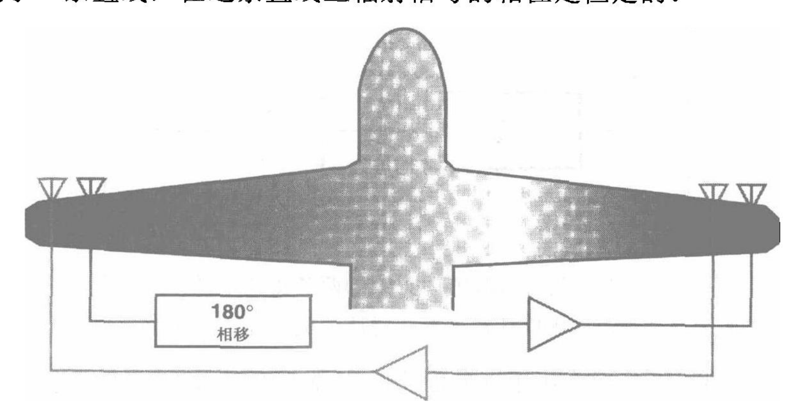


图 9.46　交叉眼干扰机可由在飞机翼尖安装天线的两个转发环路构成。其中一个环路具有 180° 相移。两个环路的电路径长度相等

如图 9.47 所示，对两部转发器而言，随着雷达方向的改变，从雷达经转发器返回雷达的总路径长度是相等的（只要两个转发器环路的长度相等）。当两部转发器的信号到达雷达跟踪天线时，其相位相差 180°，但与雷达方向无关。这将导致雷达传感器的复合响应在雷达跟踪电路预计将出现最大值的地方出现零值。再看图 9.45 中的和响应与差响应，如果在和响应中应出现最大值的地方出现零值，则跟踪信号将严重失真。如图 9.48 所示，这一效应常常表现为回波信号的波前变形。这种波前失真每隔几度重复一次。注意，因图 9.47 所示的效应，在雷达处恰好就出现了明显的突变点。

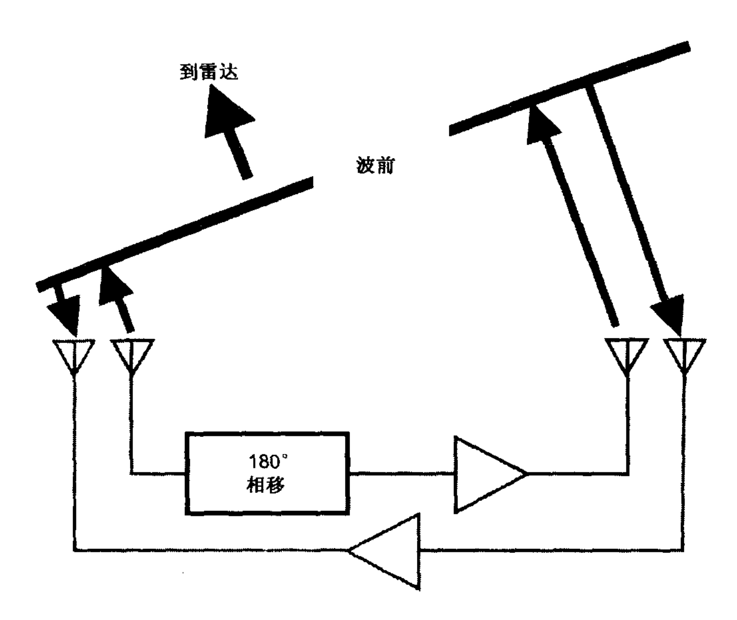


图 9.47　对与信号接收方向无关的两条路径来说，从雷达经干扰机环路再返回雷达的电路径长度相等

交叉眼技术的应用有两个重要的限制，一是要求两个转发器路径的电长度要非常接近（通常电相位仅差 5°），这是非常困难的，因为通过电路、电缆或波导的电距离会随温度和信号强度而变（在

典型雷达频率上，5° 的电相位差相当于不足 1mm 的电路径差）。该技术的第二个限制是它需要非常大的 J/S（20dB 以上），因为零点必须强于和信号。

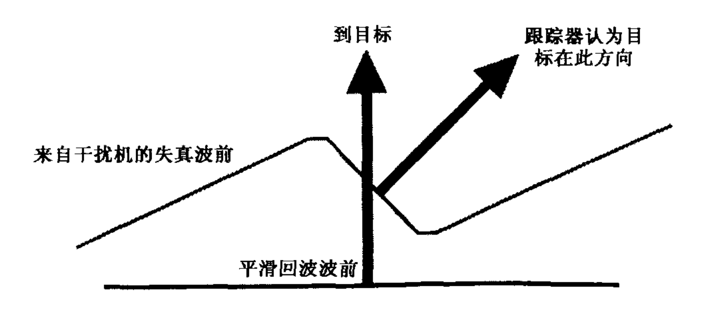


图 9.48 交叉眼干扰机在雷达回波信号的波前中产生一个突变点，从而使其生成一个错误跟踪信号

第10章 诱　　饵

随着制导武器越来越先进，特别是干扰寻的模式应用越来越广泛，雷达诱饵的重要性也在不断增加。本章将讨论各种类型的诱饵、它们在军事防御设施中的应用及其部署策略。

10.1 诱饵类型

诱饵可根据其使用方式、与威胁的互作用方式或所保护平台的类型来分类。为了规范一些常用术语，我们将按诱饵的部署方式定义诱饵的类型；按诱饵保护目标的方式定义诱饵的任务；按诱饵保护的军事设施来定义其平台。表 10.1 可能会引起异议，因为任何类型的诱饵都可用于任一任务中来保护任一种平台。即使现在还没做到，也可能在不远的将来实现。目前，文献中所描述的雷达诱饵只限于保护飞机和舰船。随着毫米波雷达制导武器开始威胁地面移动目标，诱饵也可能将用于保护地面车辆。

表 10.1 列出了目前电子战专业文献中描述的主要重点。

表 10.1　各种典型诱饵的任务和平台

诱饵类型	任务	保护的平台
投掷式	诱骗	飞机、舰船
	饱和	飞机、舰船
拖曳式	诱骗	飞机
自主式	探测	飞机、舰船

诱饵分为投掷式、拖曳式和自主式三种类型。投掷式诱饵可由飞机的吊舱或导弹投射，也可由舰船上的发射管或火箭发射器来投射。这些诱饵的工作时间通常较短（空中数秒钟、水上数分钟）。

拖曳式诱饵通过一根电缆与飞机连接，因而它可由飞机控制和/或回收。拖曳式诱饵可长时间工作。采用大型角反射器的舰用拖船可被认为是拖曳式诱饵，但通常是分别考虑它们的。

自主式诱饵通常部署在机载平台上，如无人机诱饵载荷、保护舰船的导管风扇式诱饵和安装在直升机上的诱饵。当自主式诱饵保护某一平台时，它可以十分灵活地相对运动（而拖曳式诱饵必须尾随，投掷式诱饵则背离或向前运动）。自主式诱饵最初用于舰船保护。

10.1.1 诱饵的任务

诱饵有三个基本任务：饱和敌防空系统、将敌攻击从目标引向诱饵、诱敌攻击诱饵进而暴露其攻击设施。诱饵的三大任务同人类战争史一样久远，它们早在电子战诞生之前就出现了。所不同的是那时的诱饵是直接欺骗士兵的直觉，而现代电子战诱饵欺骗的是探测、定位目标，以及引导武器攻击目标的电子传感器。

10.1.2 饱和诱饵

任何一种武器一次能攻击的目标数都是有限的。由于分配给武器传感器和处理器对付其每个攻击目标的时间是有限的，因此准确地说它在给定时间内能够攻击的目标数有限。武器攻击目标的总时间段从第一次探测到目标开始计算，到无法再探测到目标或武器成功完成任务时结束。武器一次只能对付在某个最大数量限度内的目标，如果存在更多的目标，则有些目标将会避开攻击，因为武器必须工作在其饱和点以内。

大量诱饵可用来使武器或武器群（如防空网络）饱和。但是，在诱饵中还有一个因素在起作用。一般来说，与武器系统相连的雷达处理可以忽略或迅速剔除与真实目标回波差别很大的雷达回波。因此，对武器系统的传感器而言，诱饵必须与真实目标极为相似，以使其不容易被剔除。对要欺骗的传感器了解得越多，诱饵就可能越有效。理想情况下，诱饵的作用最好是能让武器系统的传感器发现它，别的都会增加体积、重量和成本。在防空网络处理图 10.1 中的所有目标时，实际目标可能已经完成了其任务或者是不再容易受到攻击。

武器系统首先捕获到诱饵，然后中止寻找目标，这是饱和诱饵的一种特殊情况，如图 10.2 所示。这在对付主动制导导弹（如从地平线起飞后通常以窄天线波束扫描来截获目标舰船的反舰导弹）时特别重要。

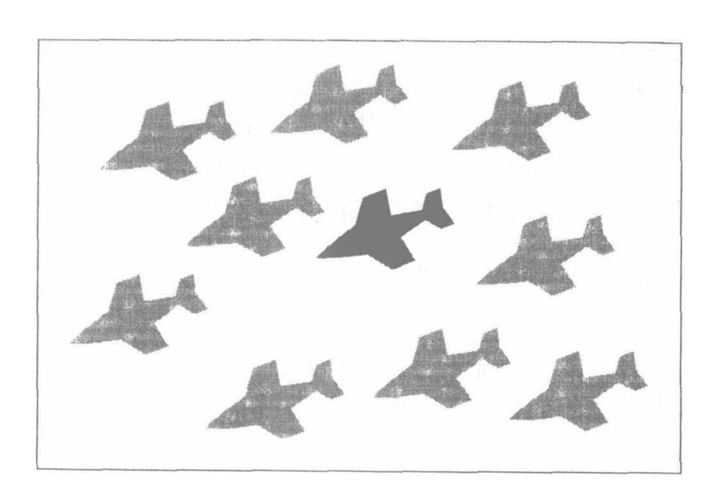


图 10.1　饱和诱饵迫使武器传感器处理大量的视在目标，从而降低其攻击真实目标的能力

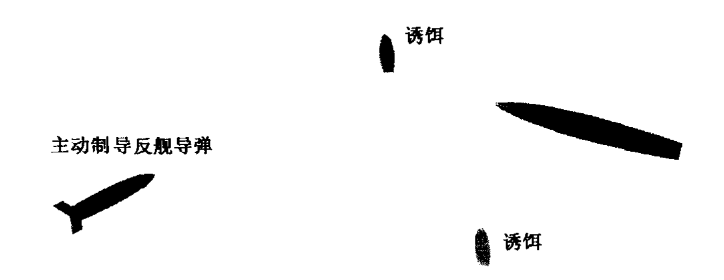


图 10.2 如果武器传感器在探测到真实目标前捕获到诱饵，它就会攻击诱饵，结果浪费了昂贵的制导导弹

10.1.3 探测诱饵

雷达诱饵一个新的、特别有价值的应用是迫使防御系统（如防空网络）的雷达开机，从而使其更易被探测和攻击。通常，这需要自主式诱饵。若诱饵与真实目标非常相似，截获雷达或其他捕获传感器将把它们交给跟踪雷达。一旦跟踪雷达开机，就可能受到位于敌武器杀伤半径之外的飞机上发射的反辐射导弹的攻击，如图 10.3 所示。

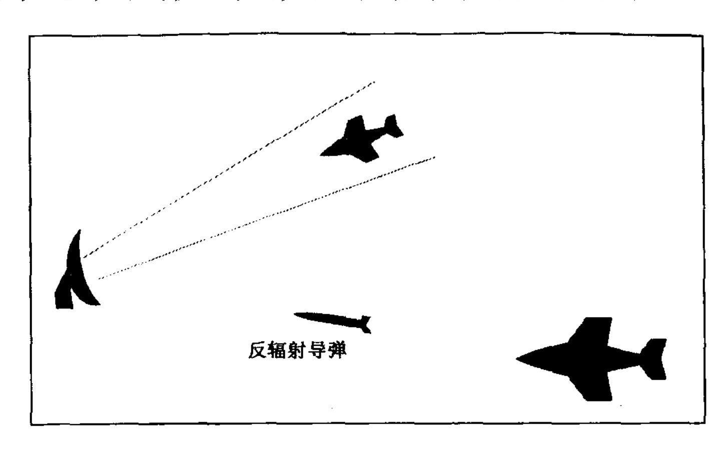


图 10.3 若诱饵迫使防空雷达跟踪它，则位于武器系统杀伤半径之外的攻击飞机就能用反辐射导弹攻击它

10.1.4 诱骗诱饵

在诱骗任务中，诱饵吸引已在跟踪目标的雷达的注意力，致使雷达转而跟踪诱饵。然后，诱饵离开目标，如图 10.4 所示。采用角度、距离和频率波门，跟踪雷达只需考虑狭小范围的方位（有时是仰角）、距离和回波信号频率。若诱饵能使任一或所有这些波门远离真实目标，则雷达对目标的锁定跟踪就会被中断。因此，诱骗诱饵也称为“破锁定诱饵”。

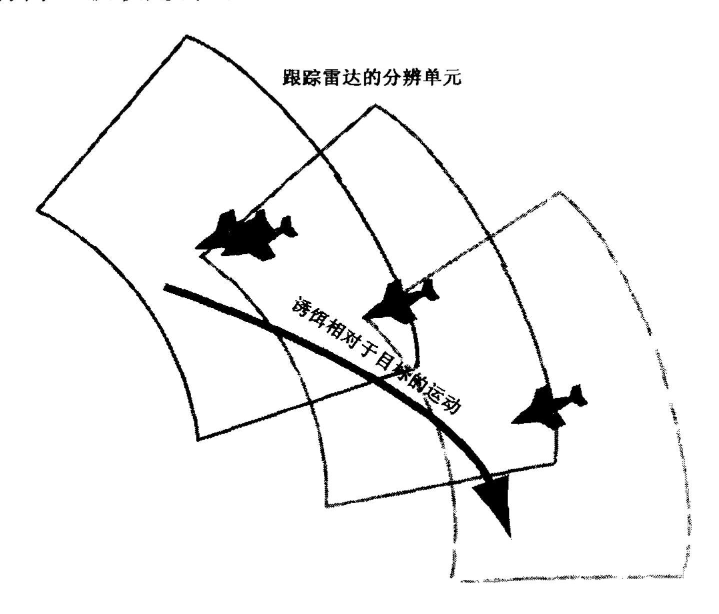


图 10.4　在诱骗任务中，诱饵作用在雷达对目标的分辨单元内，但雷达截面积明显较大。它捕获雷达的跟踪门并使其离开目标

10.2 RCS 和发射功率

雷达截面积（RCS）是物体反射雷达信号的有效面积。它受反射物体的体积、形状、材料和表面结构的影响，并且随频率和视角

的变化而变化。

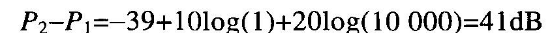
RCS 在电子战中的重要作用在于它影响反射信号的方式，因为它直接变成干信比（J/S）的信号部分。如图 10.5 所示，RCS 将照射功率转换为反射功率。对具有“诱饵观点”的人来说，RCS 可用图 10.6 表示。与 RCS 有关的“增益”等于两个天线与放大器的增益之和，而且这些增益可正或可负（即衰减）。在第 2 章讨论的雷达链路中，经目标反射的增益表达式为：

$$P_2-P_1=-39+10\log(\sigma)+20\log(F)$$

其中，P_2 为离开目标的信号功率（dBm）；P_1 为到达目标的信号功率（dBm）；σ 是 RCS（m^2）；F 为信号频率（MHz）。

如同所有的 dB 方程一样，该表达式必须考虑某些限定。首先，认为 P_2 和 P_1 是理想接收机利用非常靠近反射目标的全向天线所接收的反射功率和照射功率（忽略天线的近场效应）。同惯常做法一样，常数“−39”用于解决物理常数和单位转换因子所产生的效应，它仅在采用合适单位时有效（此处，采用 dBm、m^2 和 MHz）。

例如，−10GHz 信号经 RCS 为 $1m^2$ 的目标反射后，其反射增益为：



$$P_2-P_1=-39+10\log(1)+20\log(10\ 000)=41\text{dB}$$

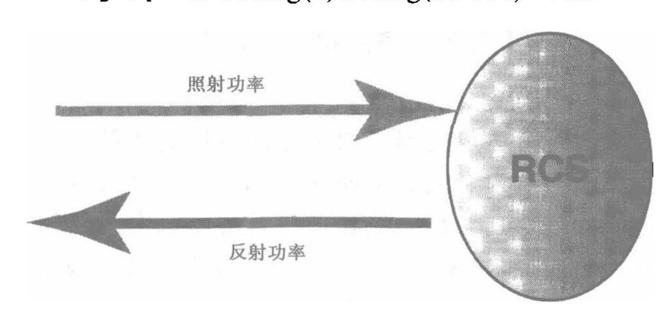


图 10.5　RCS 决定了照射目标的功率和目标反射功率之比

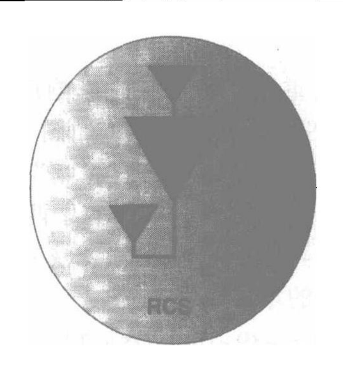


图 10.6　RCS 和目标或诱饵可被看做一个放大器和两个天线。
RCS 引起的有效信号增益等于放大器增益与两个天线增益之和

注意：信号从目标反射时功率并没有增加。这是理想接收机通过其理想的全向天线所接收到的信号。如果 RCS 较大，则意味着反射信号的能量被有效地对准了雷达。

有一点有助于我们理解为什么天线在隐身平台上有这样一个问题：如果用天线增益（dB）替代 P_2–P_1，用天线有效面积（m^2）替代σ，就会得到一个表明天线体积与增益有关的方程。

10.3　无源诱饵

无源诱饵就是雷达反射器。由于无源诱饵是由能很好反射无线电能量的材料（通常为金属、金属化织物或金属化玻璃纤维）制成的，所以它们的 RCS 与其体积和形状有关。每个形状简单的诱饵都有一个特有的最大 RCS。因角反射器是极为有效的反射器，且在很大范围内具有较大的 RCS，因此常被用于无源诱饵。如图 10.7 所示，入射信号在反射三次后就返回到它的源。现在考虑图 10.8 所示的圆柱反射器和一个可放进该圆柱体的角反射器的相对 RCS。在实际情况中，我们考虑用 1/4 圆边长的角反射器。

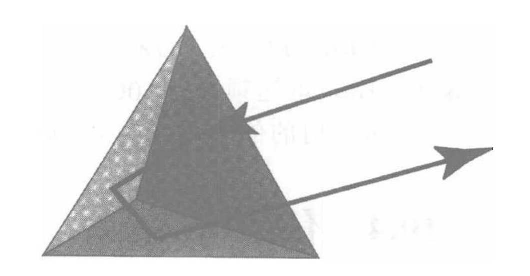


图 10.7 角反射器极为有效，能在很大范围内提供后向反射

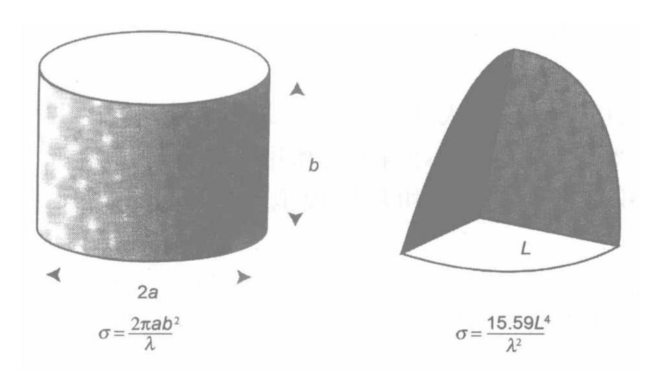


图 10.8 一个放置在圆柱体内的角反射器的 RCS 比同样大小的圆柱反射器的 RCS 大 100 倍

圆柱反射器的最大 RCS 由下式给出：

$$\sigma=(2\pi ab^2)/\lambda$$

其中，a 为圆柱反射器的半径，b 为其高度，λ为信号波长。σ 的单位为 m^2，所有的长度单位必须为 m。

角反射器（1/4 圆边长）的最大 RCS 为：

$$\sigma=(15.59L^4)/\lambda^2$$

其中，L 为角反射器的 1/4 圆边的半径。

这两个 RCS 的比值为：

$$\sigma CR/\sigma CYL=(15.59L^4\lambda)/(\lambda^2 2\pi ab^2)$$

令 b 和 $L=1.5a$，则：

$$\sigma CR/\sigma CYL = 3.72L/\lambda$$

举例来说，如果 $L=1\text{m}$，雷达频率为 10GHz，则角反射器提供的有效截面积要大 75 倍或反射的信号功率要大 19dB。

10.4 有源诱饵

参照图 10.6，RCS 的作用可被看成两个天线之间带有一个放大器。两个天线和放大器的端对端增益等于目标的 RCS 引起的 P_2-P_1 信号增益。

如果采用两个真实天线和一个真实放大器，与提供相同端对端增益的 RCS 一样，它们对信号的作用是相同的。确切地说，这正是一个体积很小的有源诱饵能够模拟一个比其物理尺寸大得多的 RCS 的原因。

实际上，诱饵能够采用一个“注入式”振荡器在接收信号频率上输出一大功率信号。这样的话，当雷达远离目标时，有效增益和最后的等效 RCS 可能会非常大。但是，随着雷达接近目标，有效增益（和 RCS）会降低。

另一种有源诱饵采用“直通转发器”，它为所有接收信号提供某个固定的增益。因此，当雷达接近目标时，等效 RCS 保持不变，直到诱饵的放大器饱和时，等效 RCS 才会如同注入式振荡器设计的那样下降。

在小型诱饵中，一个重要的考虑是两个天线必须相互充分隔离，从而使回波信号不大于接收天线在最大端对端增益下所接收的信号。

10.5 饱和诱饵

饱和诱饵可以是无源或有源的，但它们提供的 RCS 必须约等于目标的 RCS。它们还必须提供雷达可探测到的非常接近目标特性的

其他特性，如运动、喷气式发动机特征和信号调制等特性，以欺骗雷达。图 10.9 所示为一种无源迷惑诱饵，图中的箔条云（提供接近被保护舰船的无源 RCS）是以这种方式投放的：即要使攻击雷达的控制系统必须对付好像是目标的每个箔条云（注意：该图不是按比例画的，箔条云投放的规模更大。）

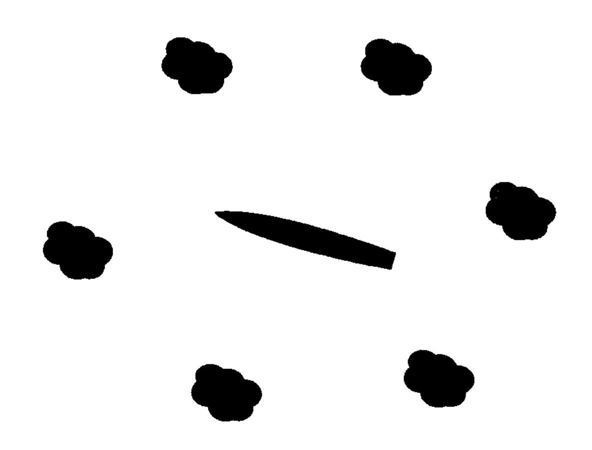


图 10.9　位于 RCS 大约相同的箔条云中的舰船将使攻击导弹必须在很多目标中寻找真实目标。因舰船在不断机动，箔条云也随风而动，发现真实目标会更加困难

10.6　诱骗诱饵

诱骗诱饵诱骗威胁雷达的跟踪装置，使其远离所要跟踪的目标。诱饵在威胁雷达截获到目标后开始履行诱骗作用，其目的是捕获威胁雷达的跟踪装置，并中断它对目标的锁定。这种诱饵的功能与欺骗干扰机（如距离门拖引干扰机）的功能非常相似。但是，诱饵在吸引威胁雷达的注意力方面功能更强，能使雷达持续跟踪诱饵。另外，距离门拖引干扰机可将雷达的距离门拖引到没有目标的位置，迫使雷达必须重新捕获目标。

当然，诱饵还有一个优势就是其信号可从远离目标的位置处发射。这能使单脉冲雷达和干扰寻的模式失效。

10.6.1　诱骗诱饵的操作程序

如图 10.10 所示，在雷达开始跟踪被保护目标后，诱骗诱饵必须在威胁雷达的分辨单元内开启。为了有效，诱饵必须以足够的功率将雷达信号返回，以使其模拟的雷达截面积（RCS）远大于被保护目标的雷达截面积。对有源诱饵（10.4 节）来说，这需要足够的直达增益和最大的功率。对无源诱饵（如用于舰船防御的箔条云）来说，诱饵的有效 RCS 必须大于目标的 RCS。需要注意的是，目标的 RCS 与观测它的方位和仰角密切相关，设法降低目标呈现给攻击雷达的 RCS 可能是防御策略的组成部分。还应注意的是，由于现代隐身平台的 RCS 大幅降低，因此能在诱饵 RCS 确定的情况下获得更好的保护。



图 10.10　最初威胁雷达将其分辨单元对准目标。诱骗诱饵在威胁分辨单元内开启，所呈现的 RCS 远大于目标的 RCS

在图 10.11 中，诱饵捕获威胁雷达的跟踪装置，因此在诱饵离开目标时，雷达的分辨单元移动以对准诱饵。该图中，诱饵落在目标后面，但是如果诱饵有推进装置，它也能从目标移向任何方向。若诱饵诱骗成功，如图 10.12 所示，诱饵就将雷达的分辨单元拖到足够远处，从而使被保护目标完全处于分辨单元之外。此时，诱饵的有效 J/S 是无穷大的。

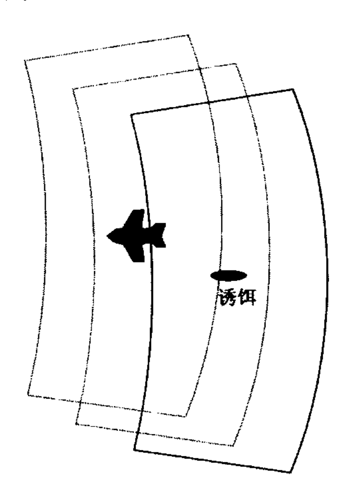


图 10.11 由于诱饵的 RCS 更大，所以导致威胁雷达的分辨单元在诱饵离开目标时跟踪诱饵

重要的是，要使诱饵有效，就必须使威胁雷达无法区分诱饵与目标。如果威胁雷达测量到非诱饵产生的任何回波信号参数，那么它将不理会诱饵并继续跟踪目标。如喷气式引擎调制，以及与目标体积、形状有关的效应等重要参数。

图 10.13 简单描绘了在诱饵操作程序中威胁雷达观测到的 RCS。该图忽略了改变目标相对于雷达的方位和改变雷达到目标的距离所产生的影响。这些问题将在 10.7 节讨论。

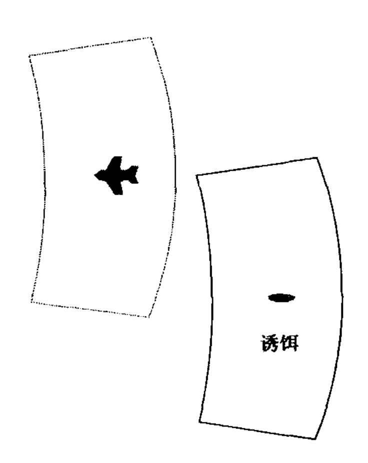


图 10.12　当威胁雷达的分辨单元被拖引到足够远处，以致目标不再处于该单元内时，雷达就只能看见并跟踪诱饵

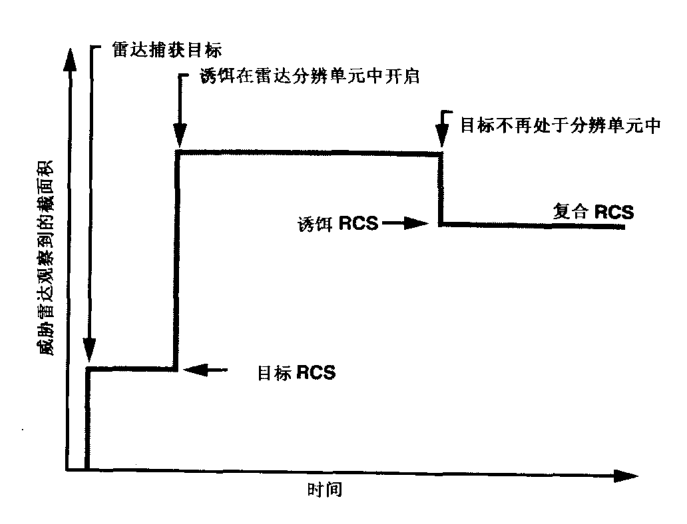


图 10.13　RCS 更大的诱骗诱饵捕获雷达的跟踪波门

10.6.2　舰船保护中的诱骗诱饵

箔条云被用做诱骗诱饵以保护舰船免受雷达制导反舰导弹的

攻击。在这种情况下，要使诱饵与目标分离，只能利用舰船的运动和使箔条云移动的风力。如图 10.14 所示，理想情况下箔条云应置于分辨单元的一角，从这个角度箔条云能最快地与舰船分离。箔条云投放要根据攻击导弹中的雷达类型、相对风向和速度，以及攻击的方向来选择。诱骗箔条云常放置在距被保护舰船非常近的地方，以致箔条云会落在舰船的甲板上。

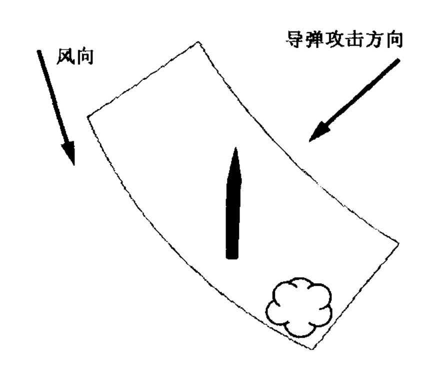


图 10.14 诱骗模式中的箔条云置于分辨单元的一角，这将使箔条云能在一个方向上最快地与舰船分离，从而引导攻击导弹远离舰船

10.6.3 倾卸方式的诱饵工作

诱饵的另一个工作模式对舰船保护而言非常重要。这种模式常称为“倾卸方式”。在这种工作模式下，诱饵（如箔条云）被置于雷达分辨单元之外，如图 10.15 所示。然后，利用欺骗干扰机（如距离门拖引干扰机）将分辨单元拖离目标并锁定在诱饵上，如图 10.16 所示。只要诱饵产生的 RCS 与被保护目标的 RCS 相当，那么雷达将锁定在诱饵上。当然，诱饵必须置于能阻止攻击导弹偶然重新捕获到舰船的位置上。

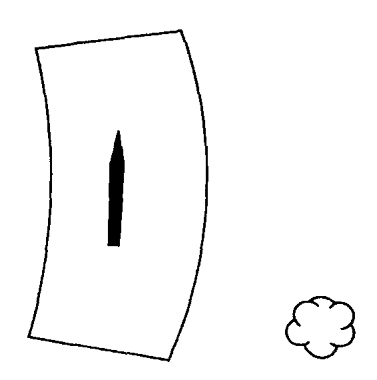


图 10.15　当舰船保护箔条云用于倾卸方式时，它被置于威胁雷达的分辨单元之外

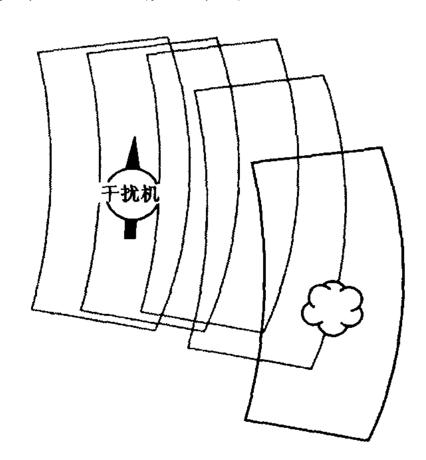


图 10.16　位于被保护舰船上的欺骗干扰机将威胁雷达的分辨单元拖向箔条云

10.7　交战场景中的有效 RCS

诱饵的效果受其工作环境的影响很大。由于所有的诱饵应用实际上都涉及动态态势，所以考虑诱饵通过各种交战场景产生的影响是非常有用的。基本上说，保护舰船免受反舰导弹攻击的两维交战

场景比较简单，因此我们将采用这些例子。然而，当交战位置合适时，同样的原理将适用于飞机保护。

10.7.1 复习

单向链路方程中（第 2 章讨论过）的接收信号强度与发射机有效辐射功率、信号频率和发射机至接收机的距离有关。忽略大气损耗，该方程为：

$$P_R=\text{ERP}-32-20\log(F)-20\log(d)+G_R$$

其中，P_R=信号功率（dBm）；ERP=发射机有效辐射功率（dBm）；F=发射信号的频率（MHz）；d=发射机至接收机的距离（km）；G_R=接收天线增益（dB）。

如 10.2 节所示，有效增益（相对于发射信号到诱饵和从诱饵接收信号的全向天线）与 RCS 和信号频率有关，其关系式如下：

$$G=-39+10\log(\sigma)+20\log(F)$$

其中，G=来自诱饵的有效 RCS 的等效信号增益（dB）；σ=诱饵的有效 RCS（m^2）；F=信号频率（MHz）。

10log（σ）是 RCS 为 $1m^2$ 时的 dB 值，因此该方程可变换为：

$$\text{RCS(dBsm)}=39+G-20\log(F)$$

10.7.2 简单场景

反舰导弹从飞机上射向舰船，并在地平线处（大约距舰船 10km）开启其有源跟踪雷达。已收到其 ESM 系统告警攻击正在逼近的舰船在船体和导弹之间设置一枚诱饵。诱饵和舰船均落在导弹的雷达波束内，如图 10.17 所示。假定随着诱饵远离舰船位置诱饵成功地捕获了导弹的雷达，那么雷达波束追随诱饵，从而使舰船位于雷达波束之外，如图 10.18 所示。

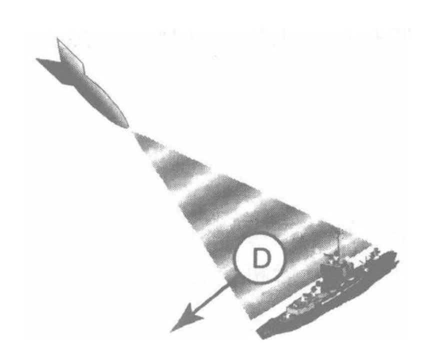


图 10.17　当雷达开启时，导弹有源跟踪雷达、诱饵（D）和目标之间开始交战。诱饵和目标都将落在雷达的天线波束之内

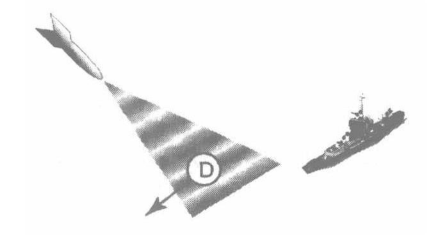


图 10.18　如果诱饵捕获雷达，则雷达的天线波束将随着导弹寻的诱饵和诱饵远离目标而被拖离目标

现在，考虑交战对被保护舰船上的 ESM 接收机来说意味着什么。如果没有诱饵（或其他 EW）保护，则导弹将直接移向运动速度在 1 马赫以下的舰船，舰船将保持在或接近导弹的雷达波束中心。ESM 系统接收的信号功率与时间的关系如图 10.19 所示。雷达的有效辐射功率等于其发射功率和最大天线增益之和（dB）。ESM 系统的天线增益不变、频率不变。但是，信号传播距离将以导弹的逼近速度下降，从而导致 $20\log(d)$项迅速变化。该项会改变与距离的平方有关的传播损耗，因此接收信号功率将如同图 10.19 所示的曲线。

幸运的是，诱饵捕获雷达并使其天线波束远离舰船。随着舰船离开雷达天线的主波束，舰船方向的雷达有效辐射功率急剧下降，

如图 10.20 所示。如果诱饵没有成功捕获导弹的雷达，那么就是诱饵而非舰船将移到天线波束之外。

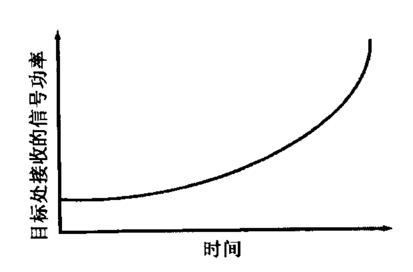


图 10.19 在交战过程中，目标处接收的信号功率等于雷达的有效辐射功率减去传播损耗

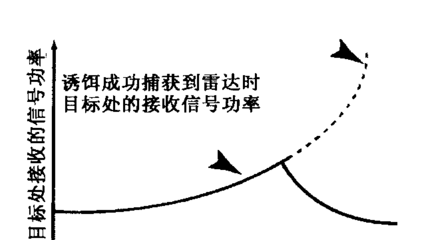


图 10.20 如果诱饵捕获了导弹的雷达，则目标处的信号功率将随目标离开雷达的天线波束而下降

10.7.3 场景中诱饵的 RCS

有源诱饵的有效 RCS 取决于其增益和最大输出功率。如图 10.21 所示，增益恒定的诱饵产生的 RCS（dBsm）为 39+增益（dB）$-20\log(F)$（MHz），除非导弹足够近以致诱饵接收的信号等于最大输出功率，小于诱饵增益。此后，接收信号功率每增加 1dB，有效 RCS 就下降 1dB。

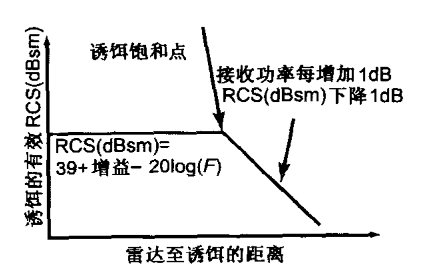


图 10.21　诱饵的有效雷达截面积取决于其增益和最大输出功率

前置振荡器诱饵以全功率发射，不考虑接收信号功率，因此当它接收非常微弱（在远距离时）的雷达信号时，接收与发射信号之差非常大。实际上，诱饵的增益很大，能产生极大的有效 RCS。

图 10.22 所示为交战中的一些数字。考虑增益为 80dB、最大输出功率为 100W，旨在对付有效辐射功率为 100kW、频率为 10GHz 雷达的有源诱饵。图中虚线表明诱饵的有效 RCS 与雷达的距离有关。在线性增益范围内，诱饵产生的 RCS（dBsm）为：

$$39+G-20\log(10\ 000)=39+80-80=39\text{dBsm}$$

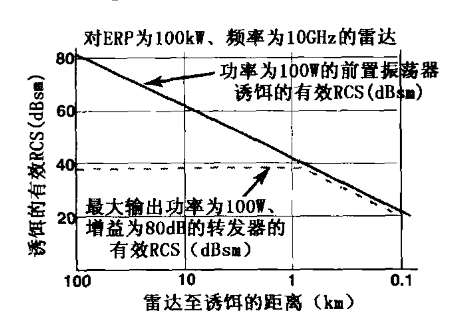


图 10.22　前置振荡器诱饵的有效 RCS 随雷达至诱饵的距离变化成反比变化。对固定增益诱饵来说，在诱饵饱和前 RCS 保持不变

当接收的雷达信号为 100W−80dB(+50dBm−80dB=−30dBm)时，诱饵的 RCS 开始重复。这种情况出现在 ERP−32−20log(F)−20log(d)= −30dBm 时（假设接收天线增益为 0dB）。代入一些数字并重新整理

该公式，得到：

$$20\log(d)=30\text{dBm}+\text{ERP}-32-20\log(F)=30+80-32-80=-2\text{dB}$$

其中，$d=10^{(-2/20)}=0.794\text{km}$，即 794m。

如果诱饵是一前置振荡器，总是工作在其最大功率，并以足够的灵敏度探测在任何适当距离的信号，那么有效 RCS 将与图中的实线相符。为了计算 10km 处的有效 RCS，先计算在该距离处接收的信号强度：

$$P_R(\text{dBm})=+80(\text{dBm})-32-20\log(10)-80=80-32-20-80=-52\text{dBm}$$

由于诱饵输出功率为 100W，所以有效增益为 +50dBm−(−52dBm)=120dB。而有效 RCS（dBsm）为：

$$\text{RCS(dBsm)}=39+G-20\log(F)=39+102-80=61\ \text{dBsm}$$

该数值大于 1 百万平方米。

第11章 仿　　真

通常，采用电子战仿真可以节省经费。但是，还有其他更迫切的理由。在环境尚不具备的情况下，仿真能够对操作员、设备和技术的能力进行逼真的评估。此外，仿真还可以对人员进行逼真的危险环境应对训练。

11.1 定　　义

仿真即建立一个人工态势或激励，从而导致这样的结果出现：即好像存在着相应的真实态势或激励。电子战仿真往往要创建与敌电子设备产生的信号相似的信号。这些人工信号被用来培训操作员、评估电子战系统及其子系统的性能，并预测敌电子设备或其控制武器的性能。

通过仿真，促使操作员和电子战设备对出现的一个或多个威胁信号做出反应，并采取在军事对抗中应采取的行动。仿真通常包括对被仿威胁的交互更新，被仿威胁与操作员或设备对威胁信号的响应有关。

11.1.1 仿真方法

仿真常分为三类：计算机仿真、操作员界面仿真和实物模拟。计算机仿真又称“建模”。操作员界面仿真常简称“仿真”，由于该

术语既用来定义整个领域又用来定义这一特定方法，所以可能会产生混淆。上述三种方法既可用于训练，也可用于测试与评估（T&E）。表 11.1 列出了每种仿真方法在各种用途下的使用频率。

表 11.1 仿真方法及其用途

仿真目的	仿真方法		
	建模	仿真	模拟
训练	常用	常用	有时用
测试与评估	有时用	很少用	常用

11.1.2 建模

计算机仿真（或建模）即在计算机中以数学方法描述友方和敌方设备并评估其相互作用的方式。在建模过程中，既不产生信号，也不产生战术操作员控制和显示的描述。其目的是评估能用数学方法定义的设备与战术的相互作用。建模对评估战略及战术是很有用的。定义一种态势，应用每一种方法，并比较其结果。要注意任何仿真或模拟必须基于图 11.1 所示的电子战系统与威胁环境之间的互作用模型，这点非常重要。

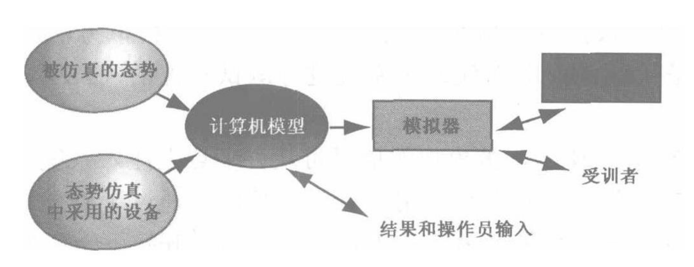


图 11.1 任何类型的仿真都必须基于设备和/或战术态势的模型

11.1.3　仿真

操作员界面仿真指生成与已经建模和正在进行的态势相适应的操作员显示并读入操作员控制，而不产生真实信号。操作员可看到计算机产生的显示并听到计算机产生的声音，使他们如同置身于一种战术态势中。计算机读入操作员的控制响应并修改相应的显示信息。如果操作员的控制动作能够更改战术态势，那么这也能反映在显示中。

在某些应用中，操作员界面仿真通过驱动仿真计算机的系统显示来实现。开关被读作二进制输入，而模拟控制（如可旋转的音量控制）通常被连接到转轴译码器来提供计算机可读的旋钮位置。

另一种方法是在计算机屏幕上生成系统显示的人工描述。显示被描述为系统显示的图像，通常包括一部分仪器面板、刻度盘或 CRT 屏幕。控制在计算机屏幕上进行描述，同时用鼠标或触摸屏进行操作。

11.1.4　模拟

在有实际系统的时候，采用模拟方法。模拟包括产生信号，该信号具有在被注入系统处所具有的形式。尽管模拟方法能用于训练，但它几乎总是对系统或子系统进行测试与评估（T&E）必用的方法。

如图 11.2 所示，被模拟的信号可从许多点上注入系统。诀窍是使被注入的信号从表面和作用上看都像是已经通过了整个系统——在仿真的战术态势中。另一个重点是从注入点开始下游所发生的一切都可能对到达注入点的信号产生影响。如果这样，注入的信号必须进行相应改变。

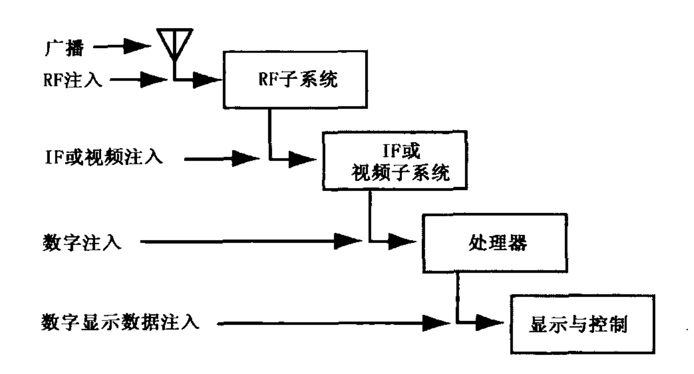


图 11.2 被模拟的信号可在许多点上注入电子战系统，以便直接对注入点下游的子系统提供逼真的测试

11.1.5 训练仿真

训练仿真能使学员获得经验（以安全和可控的方式），帮助他们学习或掌握技能。在电子战训练中，如果受训者位于军事态势中的一个操作位置，则这常常包括体验可能遇到的敌信号。电子战仿真常与其他仿真相结合，以提供完整的训练经验。例如，特定飞机的座舱模拟器可能包括其反应就像飞机正飞过敌电子环境一样的电子战显示器。训练仿真通常能使教员观察到学生的所见所为。有时，在训练演习后听取汇报时，教员可以播放态势和响应——这是一种有效的学习途径。

11.1.6 测试与评估仿真

设备的测试与评估（T&E）仿真旨在检验设备将实现的设计功能。它可能像产生一个信号一样简单，这个信号具有传感器探测的特性。也可能像产生一个包含所有信号的真实信号环境一样复杂，而这个信号环境是整个系统移过漫长的交战场景将经历的。此外，该环境可随预编程的或操作员选择的控制顺序和被测系统的移动

情况而变化。T&E 仿真不同于训练仿真，其目的是确定设备如何更有效地工作，而不是传授技能给操作员。

11.1.7　电子战仿真中的保真度

保真度是设计或选择电子战模拟器的重要考虑。模型和提供给系统与操作员的数据的保真度必须能够满足任务需求。在训练仿真中，保真度必须足以防止操作员探测仿真（或至少要避免干扰训练目标）。在 T&E 仿真中，保真度必须能够提供优于被测设备感知门限的注入信号精度。如图 11.3 所示，随着保真度增大，仿真成本呈指数上升，但一旦达到受训者或被测设备的感知水平，其值便不再增加。

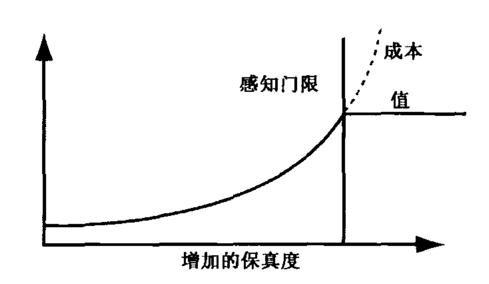


图 11.3　仿真成本呈指数上升，但超过被测设备或受训人员不再能察觉到误差的感知门限后其值便不再增加

11.2　计算机仿真

计算机仿真指对一些态势或设备进行建模并通过操作该模型来确定某种结果。电子战领域中重要的仿真包括：

- 电子战资源在威胁场景中的性能分析，在该场景中来自一个或多个威胁辐射源的信号按某种战斗态势中的预期顺序

出现；

- 电子控制武器及其目标的交战分析，包括应用各种电子战资源的效果；
- 受各种电子战资源保护的友方飞机、舰船或地面移动设备在通过典型任务场景时的生存能力分析。

11.2.1 模型

计算机仿真建立在模型之上，在该模型中每个参与者的所有相关特性都用数学方式表述。参与者之间有一个相互作用的“对弈区”。应该注意的是对弈区可能是多维的，例如，包括位置、频率、时间等。建模的步骤是：

- 设计对弈区。需要考虑包括处于最高地的参与者在内的交战覆盖区域有多大？一个参与者对另一个参与者的作用距离有多远？仿真中使用什么坐标系最合适？通常使用的是笛卡儿坐标系（X 和 Y 在零高度平面上，Z 在高度轴上），零点设在对弈区的一角。
- 如果合适，将地形高度添加到对弈区。
- 描述每个参与者的特性。它有何属性？其他参与者的哪些特定活动会导致其属性发生变化？它如何运动？每个属性都必须用数字方式来描述，并用方程来描述这些运动。确定所需的模型分辨率并设定模型的定时增量。
- 设定参与者的初始位置和状态。

模型一旦建立，即可运行仿真并确定结果。

11.2.2 舰船保护模型示例

图 11.4 所示为电子战交战模型的一个例子。这是一艘舰船和一枚雷达制导反舰导弹交战的模型。舰船采用箔条云和诱饵作为防护

措施。该仿真要确定导弹对舰船的脱靶距离。如果脱靶距离小于舰船的尺寸，则导弹方获胜。

对弈区必须大到能够包含所有的交战行动。随着导弹抵达舰船的雷达视线范围（约 10km 处），导弹将启动其雷达。由于我们不知道攻击的方向，所以对弈区必须包括舰船周围至少 10km 的圆周范围。除非仿真中已包含了导弹的末端运动（可能是向上爬升或向下俯冲），否则对弈区可能是二维的。对弈区唯一的其他要素就是具有速度和方向的风。

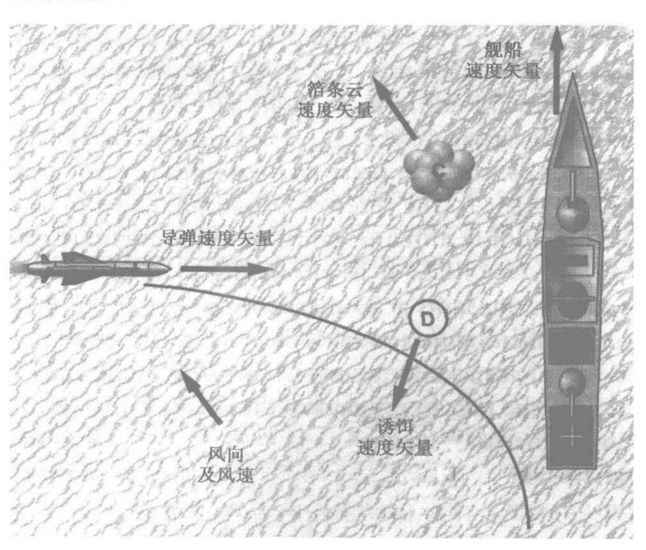


图 11.4　导弹与受电子战保护的舰船交战的模型应包含所有的防护设施

参与者包括舰船、导弹、诱饵和箔条云。

舰船具有位置、速度矢量和雷达截面积（RCS）特征。假如舰船不转向，则可从其航向上的起始位置以航行速度进行运动来计算出其位置。在某些情况下，当导弹的雷达被探测到时，舰船做最大速度的转向是正确的。对任何航行速度的任何舰船来说，都可获得最大速度转向时的前向和横向路径位置表。由于转向导致船速变

慢，所以其路径可描述为一条螺线。舰船的 RCS 将是其船首方位角和仰角的函数，可用图形或表格形式进行表述。

导弹具有位置、速度矢量和雷达参数特征。通常，导弹以恒定速度、在距海面一较小的固定高度上飞行。它的飞行方向由其雷达所接收的信号来确定。导弹当前位置与其上一个位置之差等于其速度乘以计算的时间间隔——方向则取决于其雷达。确定该方向乃是仿真的核心所在，在后面的内容中会涉及这个问题。我们假定导弹的雷达是具有垂直扇形波束的脉冲类型。主要的雷达参数包括：有效辐射功率（ERP）、频率、脉宽、水平波束宽度和扫描参数。如果舰船采用雷达探测来袭导弹，则导弹的 RCS 也是十分重要的。在此例中，我们假定舰船只探测导弹的雷达。

箔条云具有位置、速度和 RCS 特征。由于箔条云随风漂移，因此其速度矢量由风确定。箔条云的 RCS 对任一特定频率（即导弹雷达的工作频率）而言是固定的。本仿真中假定箔条云处于可使 RCS 最大化的最佳高度。

诱饵也具有位置、速度矢量、增益和最大输出功率特征。它接收雷达的信号并尽可能以最大的有效辐射功率转发这些信号，也就是说接收的功率增大了且增加的倍数等于诱饵的通过增益（包括天线增益）。诱饵的通过增益产生一个有效的 RCS。有趣的是在接收信号频率处以最大功率发射信号的主振式诱饵，它在接收的雷达信号最小时（即在最远距离处）将产生最大的 RCS。随着导弹逼近诱饵，RCS 将以距离的平方减小。如果是飘浮式诱饵，那么它将完全不动。它还可以是以某种预置模式运动来诱使导弹偏离舰船的一类诱饵。

11.2.3 舰船保护仿真示例

仿真开始时，舰船在某个方位航行，导弹以其巡航速度从某个方位角飞向舰船并在距舰船 10km 处启动导弹的雷达。

导弹的雷达通过角度区域进行扫描，直至捕获到目标。如果诱饵或箔条云在雷达开启前已投放，则导弹可能会捕获到它们其中之一而不是舰船。但假定遇到的是最坏的情况——即导弹的雷达捕获到了舰船，那么截获到舰船后，导弹雷达将操纵导弹飞向舰船的雷达回波方向。

如图 11.5 所示，导弹雷达的分辨单元的长度等于脉宽乘以 0.3m/ns。（注意：该值常在以箔条云作为舰船防护的计算中采用，1/2 的该值用于机载或陆基雷达）。分辨单元的宽度等于雷达 3dB 水平波束宽度的一半乘以雷达至目标的距离的正弦的 2 倍。分辨单元是指雷达无法区分两个目标回波的区域。假如在分辨单元中有两个目标，那么雷达的响应好像是在这两个目标之间存在着一个视在目标，视在目标的位置更靠近回波较强的目标，而回波的大小与目标的相对 RCS 成正比，如图 11.6 所示。当导弹远离舰船时，分辨单元较宽，导弹愈靠近舰船，分辨单元就变得愈窄。如果导弹击中舰船，那么在碰撞时刻分辨单元的宽度为零。

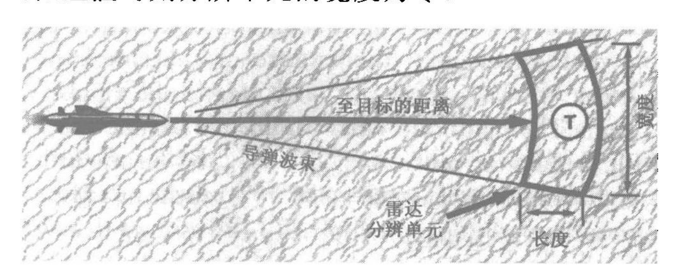


图 11.5　雷达的分辨单元是脉冲宽度和天线波束宽度的函数

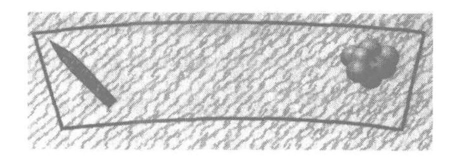


图 11.6　导弹雷达使其分辨单元始终对准最大回波信号的发源处。在分辨单元内可能是两个或两个以上目标的组合

如图 11.7 所示，在每个计算间隔内，导弹运动的距离等于其速度乘以朝着视在目标位置方向的计算间隔。

从导弹雷达的观点来看，舰船的 RCS 是指在导弹雷达频率处、从雷达与船首的夹角方向观测到的 RCS。如果舰船转向或导弹的视角改变，则 RCS 随之改变。箔条云的 RCS 在交战过程中保持不变。诱饵的 RCS 与接收的雷达功率和诱饵的有效辐射功率有关。

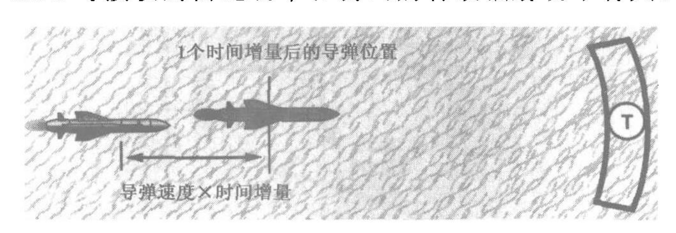


图 11.7　在一个时间增量内，导弹向其雷达分辨单元的中心移动了一段距离

随着分辨单元变窄，无论是防护装置还是舰船都将落在分辨单元之外——假定它们不在导弹方向上。如果防护装置在关键时间点能提供更大的 RCS，那么它将能捕获导弹的分辨单元并保护舰船。若防护装置的位置或 RCS 不足以捕获分辨单元，则导弹将会击中舰船。

11.3　交战场景模型

在 11.2 节中，我们讨论了反舰导弹与受箔条云和诱饵保护的舰船之间交战的计算机模型。本节我们将一些数字引入到一个简化的模型中以阐明交战模型是如何实现的。分析的目的是要确定导弹是否脱靶（未击中舰船），假若如此，脱靶距离有多大。尽管可用的计算程序有很多，但我们将采用电子表格。

请注意这并不意味着所采用的战术是保护舰船的最好方法。其目的是利用模型来研究假如采用这些战术将会发生什么情况。图 11.8 所示为一个仿真的态势。因为篇幅所限，在几方面对它进行了简化：

雷达的分辨单元用一个矩形表示；舰船的 RCS 极为简单；只考虑导弹、舰船和箔条云；交战开始于箔条云已完全散开至其全 RCS 时。全部数值都以统一单位输送到该模型中。

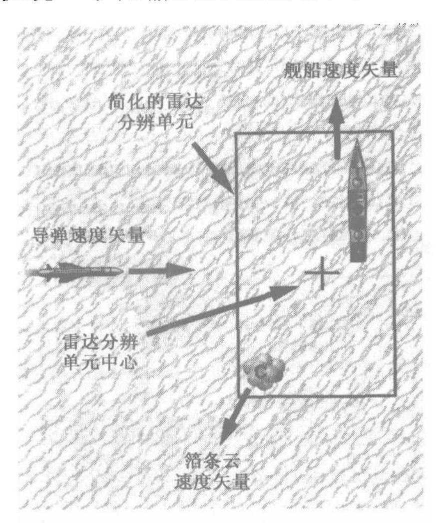


图 11.8　在简化的交战模型中，只采用箔条云来保护舰船；导弹飞向雷达分辨单元中心

11.3.1　模型中的数值

将以下数值赋给对弈区和交战中的参与者：对弈区在一个开阔的海域上，风速为 2.83m/s，风向在 45° 方位角。该对弈区为一个以舰船为原点的二维坐标系。交战的时间分辨率为 1s。舰船以 12m/s 的速度向正北航行，并在整个交战过程中保持在这个航向。该舰船的 RCS 如图 11.9 所示。

我们以方位角为 270°、距舰船 6km 的导弹进行仿真。导弹的雷达已经锁定舰船。导弹以 250m/s 的速度贴近水面飞行，导弹的雷达具有 5°宽的垂直扇形波束天线。假定天线在其波束内具有相同的增益，而在其波束外增益为零。雷达的脉冲宽度为 1μs。导弹驶

向其分辨单元中心，该中心位于分辨单元中的视在雷达回波处（即若分辨单元内有两个目标，则中心将位于两个目标之间，并适当靠近 RCS 较大的目标）。完全散开后其 RCS 为 3 万平方米的箔条云位于雷达分辨单元的左下角。由于本仿真不包括诱饵、干扰机或 ESM 系统，而且舰船和箔条云都是无源的雷达反射器，因此没有必要设定雷达的有效辐射功率、天线增益或工作频率。

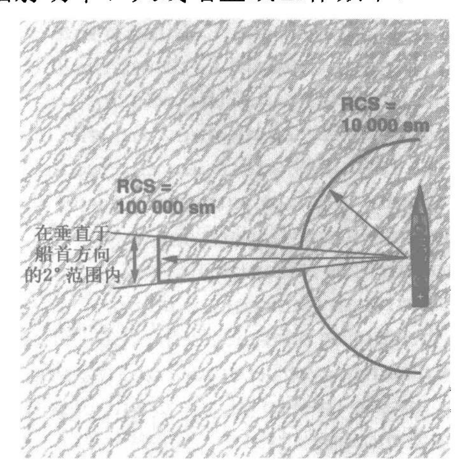


图 11.9 在该分析中，在垂直于船首方向的 2° 范围之外，被保护舰船的 RCS 均为 1 万平方米，而且 RCS 是左右对称的

11.3.2 采用箔条云的舰船防护

箔条云的最佳放置位置应在雷达的分辨单元内、使风力能在箔条云和舰船之间产生最大分离距离的方向上。

雷达分辨单元的中心在箔条云进入分辨单元前一直对准舰船，然后箔条云与舰船分离，箔条云随风飘浮而舰船迅速驶离。仿真的目的是确定在整个交战过程中导弹和舰船的相对位置。

首先，考虑参与者在对弈区的初始位置：舰船位于原点（0，0）；箔条云位于 x=−125m、y=−250m（−125, −250）；导弹位于（−6000/1）

处。由于箔条云随风漂移，其速度为 2.83m/s，方位角为 225°。导弹的速度为 250m/s，方向为其分辨单元内视在目标的方向（即图 11.10 所示的分辨单元中心）。雷达可观测到其分辨单元内的所有目标，并将其分辨单元的位置调整到单元内所有目标的 RCS 之和的视在位置处。

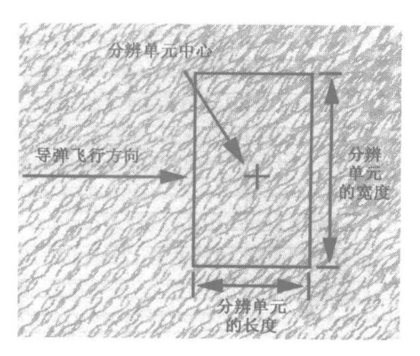


图 11.10　本例采用简化的矩形来表示雷达的分辨单元

其次，交战场景程序利用公式在电子表格上计算所有参与者的位置和速度矢量。图 11.11 给出了用来计算舰船和/或箔条云在每个计算点处是否都保持在分辨单元内的示意图。

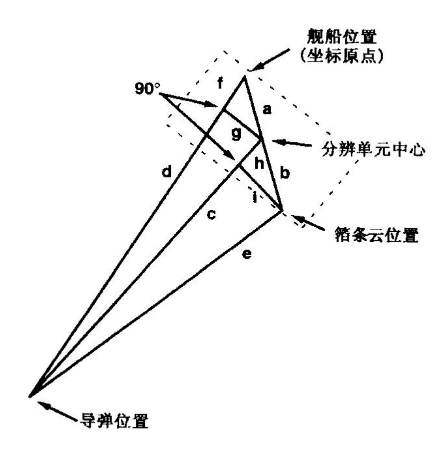


图 11.11　本图用于计算确定舰船和/或箔条云是否位于雷达分辨单元内的数值

图 11.12 列出了如何建立计算的电子表格。第 2～16 行是该问题的输入参数。第 19～42 行是对交战的实际运算。第 B 列表示交战开始的状态。C 列表示 1s 后所有参与者的位置。它还要决定速度矢量，以及舰船或箔条云是否仍处于分辨单元内。D 列表示输入到电子表格的 C 列中的公式。你会注意到这只显示了交战的第 1 秒。如果你想确认导弹是否击中了舰船，就必须在 C 列中输入公式，去除 D 列并将 C 列复制到后续各列中。而公式将自动递增到合适的基准单元格中。第 31 行表示导弹至舰船的距离。如果该距离从此变为零，则舰船被导弹击中。如果导弹脱靶，那么导弹至舰船的距离在经过一个最小值（脱靶距离）后又再次增大。

在运行这个仿真模型时，你会发现舰船的 RCS 在交战开始时占主导地位，直到位置发生改变使导弹离开舰船的高 RCS 视线角为止。第 24 行的公式是用反正切三角函数来计算方位。该公式的复杂性是由函数的性质决定的。在确定舰船或箔条云是否位于导弹雷达的分辨单元中时，采用三角恒等式得出图 11.11 中的值以避免用任何实际角计算带来的复杂性。

同样，当导弹距舰船只有 1s 时，可能希望把时间分辨率提高到 0.1s，以获得更精确的导弹至舰船的最小距离。

	A 列	B 列	C 列	D 列
1	初始状态			
2	舰船行进（方位）	0		
3	船速（m/s）	12		
4	导弹 x 值（m）	-6000		
5	导弹 y 值（m）	1		
6	导弹方位（度）	90		
7	导弹速度（m/s）	250		
8	雷达频率（GHz）	6		
9	雷达脉冲宽度（μs）	1		
10	雷达波束宽度（度）	5		

11	箔条云 x 值	−125		
12	箔条云 y 值	−250		
13	箔条云 RCS	30 000		
14	风向（方位）	225		
15	风速（m/s）	2.83		
16	舰船对导弹的 RCS	100 000		
17				
18	交战计算			公式
19	时间（s）	0	1	
20	导弹 x 值	−6000	−5750	=B20+$B$7*SIN(B24/57.296)
21	导弹 y 值	1	1.001511188	=B21+$B$7*COS(B24/57.296)
22	舰船在分辨单元中否（1＝是）	1	1	=IF(AND(C39<(C33/2),C40<(C32/2)),1,0″
23	箔条云在分辨单元中否（1＝是）	1	1	=IF(AND(C41<(C33/2),C42<(C32/2)),1,0″
24	导弹矢量方位	90	90.59210989	=IF((C27−C20)>0,IF((C28−C21>0, ATAN((C27−C20)/(C28−C21))*57.296, 180+ATAN((C27−C20)/(C28−C21))*57.296), IF((C28−C21)<0, ATAN((C27−C20)/(C28−C21))*57.296+180, 360+ATAN((C27−C20)/(C28−C21))*57.296″
25	箔条云 x 值	−125	−127.0010819	=$B$11+$B$15*SIN($B$14/57.296)*C19
26	箔条云 y 值	−250	−252.0011424	=$B$12+$B$15*COS($B$14/57.296)*C19
27	雷达分辨单元中心 x 值	−96.15384615	−29.30794199	=C25*($B$13*C23/($B$13*C23+C30*C22))
28	雷达分辨单元中心 y 值	−192.3076923	−58.15410979	=C26*($B$13*C23/($B$13*C23+C30*C22))
29	船首与雷达间夹角（度）	90	90	=ABS(180−B24)
30	舰船 RCS（对导弹）	100 000	100 000	=IF(B29<88,10000,IF(B29<92,100 000,10 000)) ″

31	导弹至舰船距离	6000	5750.000087	=SQRT(C20^2+C21^2)
32	雷达分辨单元宽度	523	525.3183339	=2*SIN($B$10/(2*57.296))*SQRT((B27–B20)^2 +(B28–B21)^2)
33	雷达分辨单元长度	305	305	=$B$9*305
34	图 11.11 中的 a 点		65.12185462	= SQRT(C27^2+C28^2)
35	图 11.11 中的 b 点		282.1947034	=SQRT(C25^2+C26^2) –B34
36	图 11.11 中的 c 点		5720.997903	=SQRT((C27–C20)^2+C(28–C21)^2)
37	图 11.11 中的 d 点		5750.000087	=C31
38	图 11.11 中的 e 点		5628.687873	=SQRT((C25–C20)^2+(C26–C21)^2)
39	图 11.11 中的 f 点		29.2978125	=(C36^2–C34^2–C37^2)/(–2*C37)
40	图 11.11 中的 g 点		58.15921365	=SQRT(C34^2–C39^2)
41	图 11.11 中的 h 点		98.52509165	=(C38^2–C36^2–C35^2)/(–2*C36)
42	图 11.11 中的 i 点		264.4364894	=SQRT(C35^2–C41^2)

图 11.12 交战计算电子表格

11.4 操作员界面仿真

还有一种重要的仿真类型就是再现操作员界面。与“模拟”（emulation）相比，它有时称为精确的“仿真”（simulation）。“模拟”要在驱动操作员界面过程中的某个点上生成实际的信号。在操作员界面仿真中，操作员看到、听到并接触到的只是该过程的一部

分。场景背后所发生的一切对操作员而言都是透明的，因此只有在它反映在操作员界面中时才是重要的。

大多数情况下，全用软件仿真军事交战或设备的某种互作用是可行的。当操作员处于假定的场景中时，可以确定他们将要看到、听到和触觉到的东西。感知操作员采取什么行动并确定场景如何随之变化，以及确定操作员如何感知这些变化也是可行的。通常，操作员界面仿真基于设备和交战的数字模型工作，以确定合适的操作员界面并将其显示给操作员。

如果以足够的逼真度实时地感知到操作员的动作，且操作员以足够的逼真度实时经历了最终的场景，那么操作员就获得了必要的培训经验。

至此，我们已经深入讨论了飞行模拟器，但是它们同样适用于电子战设备操作的培训。事实上，它可以并且已经在飞行模拟器或其他军事平台的仿真场景中用于培训电子战设备的操作使用。

11.4.1 主要用于培训

首先要明白操作员界面仿真在评估被仿真设备的性能时是不起作用的。它的主要用途是训练操作员掌握从简单的按钮操作（即各旋钮的作用）到危急态势下电子战设备的熟练使用等各种操作，目的是无伤亡地获得真实的作战经验。操作员界面仿真的第二个用途是评估系统提供的操作员界面的适合程度，这将决定系统的控制与显示是否足以使操作员完成其任务。

11.4.2 两种基本方法

操作员界面仿真有两种基本方法。一是提供系统的真实控制与显示面板，但由计算机直接驱动它们，如图 11.13 所示。该方法的优点是可获得真实的操作员培训经验。真实的旋钮位于其实际位

置，且大小和形状也合适。显示器有适当的闪烁等。该方法存在三个问题：设备可能是昂贵的军标硬件；它需要维护；并且一般要求用特殊的硬件和软件来连接系统硬件与计算机。军标硬件比较昂贵，而且必须制造和维护额外的接口设备。所有的这些因素都会增加成本。

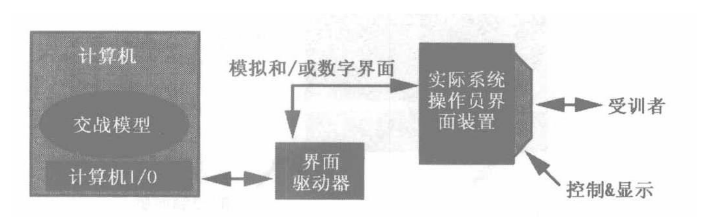


图 11.13　利用实际的系统控制与显示面板，由仿真计算机直接驱动来实现操作员界面仿真

如果使用硬件运行，则要以其所具备的形式和格式注入显示信号来驱动显示器。另外，来自操作员控制/显示面板的信号也被感知并转换为最便于计算机接受的形式。

第二种方法是采用标准的商用计算机显示器来仿真操作显示器。可用商用部件建立控制，或者在计算机屏幕上仿真控制并通过键盘或鼠标来访问，如图 11.14 所示。

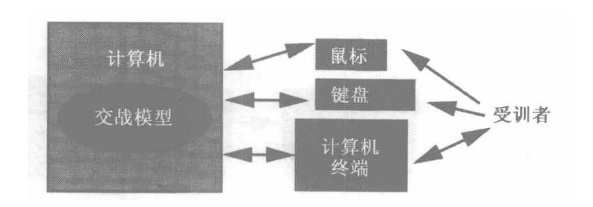


图 11.14　利用标准的商用计算机外设可以再现操作系统的控制与显示

图 11.15 所示为在计算机屏幕上仿真 AN/APR-39A 雷达告警接收机座舱显示器的情况。屏幕上的符号随着所仿真的飞机机动而移动。该仿真中，控制开关也显示在屏幕上。如果操作员用鼠标点击某个

开关，则屏幕上的开关转变位置，并仿真系统对开关动作的响应。

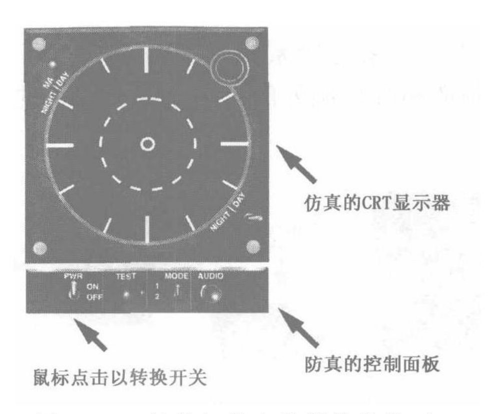


图 11.15　计算机仿真的操作员界面

如果采用仿真的控制面板而不是计算机屏幕上的控制画面，就需要感知各种控制并将其位置输入计算机。图 11.16 所示为基本的技术。开关接通时，每个开关将逻辑电平“1”时的电压提供给数字寄存器中的一个特定地址。精确的电压值取决于所采用的逻辑类型。另一方面，开关接通时可能只将该地址接地。对模拟控制（如一个旋钮）采用轴位编码器。轴位编码器通常随控制的变动每隔几度提供一次脉冲数据，可逆计数器将这些脉冲转换为将输入到寄存器合适地址的数字位置控制字。

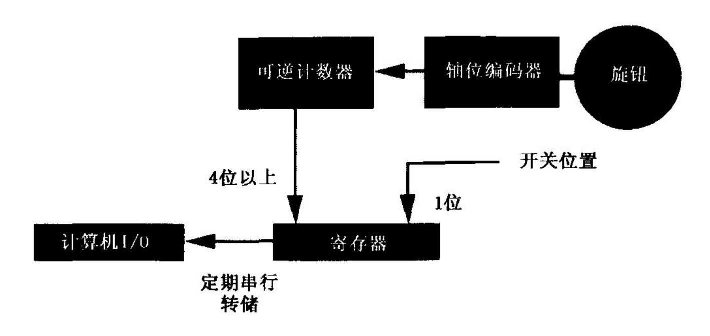


图 11.16　在仿真的控制面板中，控制位置必须转换为数字字以便输入到计算机中

计算机定时读取寄存器以感知控制位置。该过程速度非常缓慢，因为人手的动作很慢。

11.4.3 保真度

仿真操作员界面所需的保真度可以简单标准来确定。如果操作员感觉不到，就不必包含在仿真中。保真度包括控制响应精度、显示精度和两者的定时精度。首先，讨论定时保真度。人眼获取一幅图像需要 42ms。因此，若显示器每秒更新 24 次（如运动画面），则操作员感觉动作平稳。仿真中若要使操作员的外围视觉起作用，动作就必须更快。你的外围视觉一快，你就会被外围视觉中以每秒 24 帧显示的画面闪烁而困扰。在宽屏幕电影中，采用的方法是每秒放映 24 幅画面但每幅画面闪光两次，因此你的外围视觉将不能跟随每秒 48 帧的闪烁速率。

另一个考虑因素就是人们感知图像明暗的变化（即运动）比感知色彩的变化更快。这两个视觉显示的组成元素被称为亮度和色度。在视频压缩方法中，通常以两倍的色度更新速率来更新亮度。

对仿真很关键的与时间有关的因素是感知我们采取行动的结果。魔术师说："手要比眼快"，但这完全是错误的。即使最快的手部动作（如第二次按秒表按钮）也需花 150ms 以上的时间。在你的数字式手表上试试看你能捕获到数字的最短时间是多少。然而，你能更快地感知视觉的变化。例如，在你打开电灯开关时，你希望电灯立刻变亮。只要电灯在 42ms 内发亮，你的感觉将与真实情况一样，如图 11.17 所示。在操作员界面仿真中，模拟器必须跟踪二进制开关动作和模拟控制动作（如转动旋钮）。虽然我们对旋钮转动结果的感知不太精确，但为获得全时保真而假定旋钮位置在 42ms 内被转换为视觉响应仍是现实有效的方法。

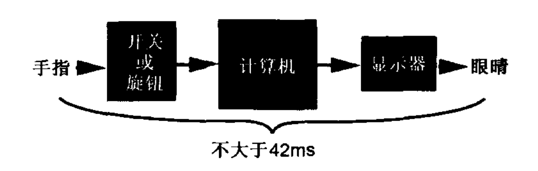


图 11.17　理想保真度下，从控制动作到显示器显示的总时间不超过 42ms

位置精度比较棘手。人类并不擅长感知位置或亮度的绝对值，但我们非常擅长确定相对位置或亮度。这意味着如果两样东西位于同一角度或距离，我们能感觉到它们的角度或距离之间的细微差别。另一方面，如果两者分开（或靠近）几度或百分之几的距离，我们可能就发现不了其中的差异。这就使标识对弈区成为必要，后面将讨论这个问题。

11.5　操作员界面仿真的实际考虑

在操作员界面仿真中必须满足某些潜在要求。一是电子战仿真与其他仿真的协调。二是真实硬件异常情况的表示方法。三是处理等待时间。最后是仿真的保真度概念。

11.5.1　对弈区

我们在 11.2 节简要讨论了足够将所有参与者都包含在仿真中的对弈区。为清晰起见，考虑对弈区在有电子战设备的飞行模拟器模型中的含义。

如图 11.18 所示，对弈区是地面上空的一个空间箱体。其高度是所仿真的最高飞机（即威胁飞机）的最大工作高度。它的 x 轴和 y 轴覆盖了被仿真飞机执行任务的整个飞行路线和被仿真飞机中的系统将观测到的所有威胁（空中或地面）。

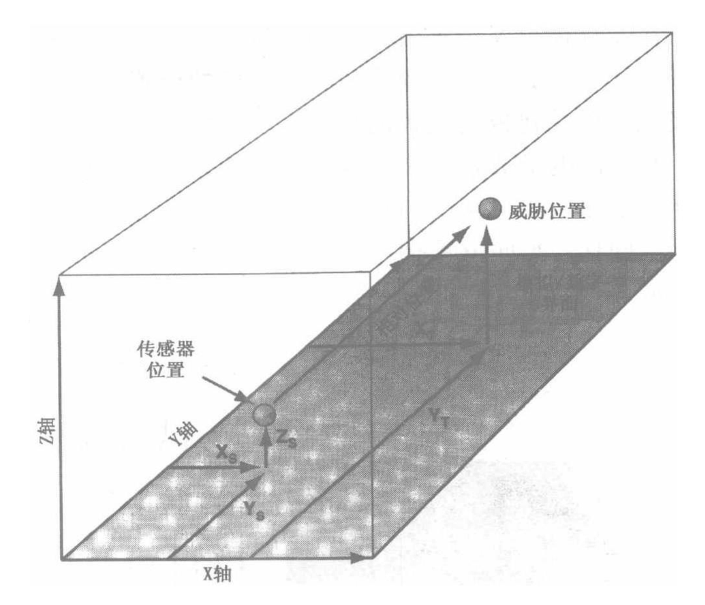


图 11.18　电子战对弈区包含了所有的参与者。
每一个参与者都能感知其他相关参与者

安装在被仿真飞机中的任何传感器在对弈区中的位置都与该飞机相同。它的 x、y、z 的值由模拟器的飞行控制操作来确定。威胁的 x、y、z 的值由模型确定。

传感器对威胁的观测由其瞬时相对位置确定。由 x、y、z 的值计算出距离和视角。距离与视角反过来又决定了显示在模拟器座舱显示器上的内容。

11.5.2　对弈区标识

通常，飞行模拟器中有几个对弈区，飞机中的每一类传感器对应一个对弈区。电子战对弈区包含了所有的电子战威胁。雷达的地面对弈区包含有地形。直观的对弈区包括飞行员能看到的一切：地形、建筑、其他飞机及威胁的视角。

为了在飞行模拟器上提供真实的训练，各座舱显示器呈现给操作员的场景必须一致。从座舱看到的敌飞机的位置和外观尺寸由被仿真的飞机，以及建模的敌机的距离、相对位置和方向来确定。如图 11.19 所示，电子战系统显示器（如雷达告警接收机屏幕）应在适当的屏幕位置上以合适的威胁符号表示位于此距离和视角的敌飞机类型。同样，平面位置指示雷达显示器应在合适的距离和方位上显示回波。

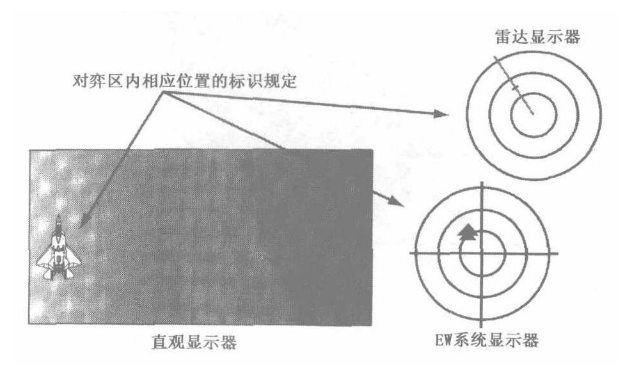


图 11.19　对弈区的标识决定了各系统显示器上的信息与直观仿真的一致程度

要使提供给模拟器操作员的各种提示相一致就要规定各个对弈区的标识。例如，如果标识 100 英尺的对弈区，则规定：

- 雷达显示器和直观显示器必须示出 100 英尺以内同一仰角的地面上任何一点；
- 在 100 英尺内，被仿飞机和其他仿真参与者的位置都要与其他所有对弈区中的同等位置一致；
- 在 100 英尺以内，视线的测定和显示数据的最终变化应当是正确的。

11.5.3　硬件异常

仿真的一个基本原则是模拟器设计负责仿真点前各级发生的

一切。图 11.20 中，模拟器在仿真点提供输入。它模拟仿真点左边所有的设备和过程，以作用于仿真点右边所有的设备和过程。仿真点右边硬件和过程中的任何错误将对仿真输入产生同样的影响，就像对真实输入的影响一样。然而，仿真点左边各过程中的异常将不会显示出来，除非它们被包含在仿真中。

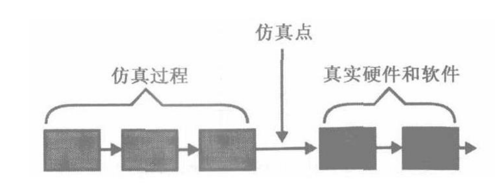


图 11.20 模拟器负责仿真点前的所有设备和过程

假设所有的仿真硬件和软件工作良好且将正确的操作并入仿真。但在真实环境中设备有时会出现意外情况。由于操作员界面模拟器仿真了大部分或全部硬件，因此通常它要对设备的全部异常情况负责。

图 11.21 所示为电子战系统硬件出现异常的实际情况。早期数字式雷达告警接收机有系统处理器，能够收集位于存储器中的威胁位置数据。该系统收集来自每一个运动位置（相对于飞机的距离和到达角）的当前威胁数据，并在原始数据过时和删除前将每次截获的数据存储一固定的时间段。数据存储的时间选择在使存储器中原始数据过时前飞机的转弯能足够快地激活新的存储。因而，在某些工作条件下，一个 SA-2 导弹场从不同角度看起来像几个这样的场地。所显示的态势代表飞机在接收到强 SA-2 信号时做高 G 左转弯规避时获取的实际距离数据。

如果在训练模拟器中仿真了该系统且此硬件的异常未被重现，则在模拟器的培训中，学员有可能被训练得只希望出现正确的符号。这称为“负面训练”，应该尽可能避免。

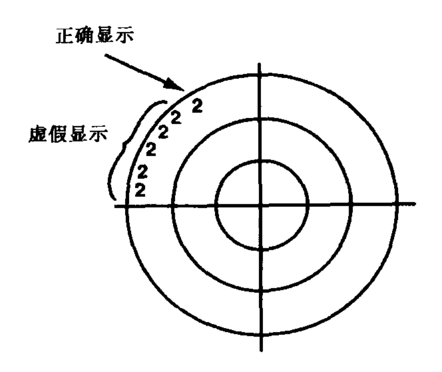


图 11.21　早期的数字式雷达告警接收机在飞机以高 G 转弯时给出了附加的虚假威胁显示

11.5.4　处理等待时间

在操作员界面仿真设计中必须考虑的典型硬件/软件问题是处理等待时间。等待时间是完成某个处理所需的时间。特别是在计算机速度较慢的老式系统中，可能会产生比操作员眼睛每秒 24 帧的更新速率更大的处理延迟。如果飞机处于高速翻滚，这可能会导致符号出现在错误的位置。

模拟器人为创建某些战术态势生成的数据所需的处理可能会或多或少地比真实情况下系统工作所需的处理要复杂些。同样，仿真计算机既可比实际计算机快也可比实际计算机慢。确保模拟器的处理等待时间（无论长短）不会造成负面训练是很重要的。

11.5.5　保真度

我们已讨论了人可以感知的仿真所需的保真度。但那并不总是正确的答案。在仿真中，保真度常常会大大增加成本，高于训练所需的保真度其实是浪费。实际问题是：“受训者要达到所要求的训

练技能，仿真必须做到什么程度？”直观显示器的图像质量是一个范例。如果敌飞机看起来有点矮胖但在正常运动，则训练是有效的。注意这些解释是特别针对训练仿真的；讨论设备的测试与评估仿真时将采用不同的标准。

11.6 模　　拟

模拟旨在生成接收系统要接收的真实信号。这既可用来测试系统或子系统，也可用来训练设备的操作人员。

为了仿真一个威胁辐射，就必须了解发射信号的所有单元，以及在发射、接收和处理的每个阶段信号所发生的变化。然后，设计一个与路径上某一特定时期的信号相类似的信号。生成该信号并注入指定的地点。要求注入点以后的所有设备将该信号当做作战态势中的真实信号。

11.6.1 模拟的产生

如图 11.22 所示，同其他类型的仿真一样，模拟从对必须仿真的系统进行建模开始。首先，必须对威胁信号的特性进行建模。然后，对电子战系统遭遇这些威胁的方式进行建模。该交战模型决定系统将发现哪些威胁，以及每个威胁的距离和到达角等。最后，还必须有电子战系统的某种模型。这种系统模型（或至少是部分系统模型）必须存在，因为要修改注入的信号以仿真注入点之前的所有系统部分的效能。注入点上游的部件也会受到注入点下游的部件作用的影响。自动增益控制和操作员预先控制动作就是此类实例。

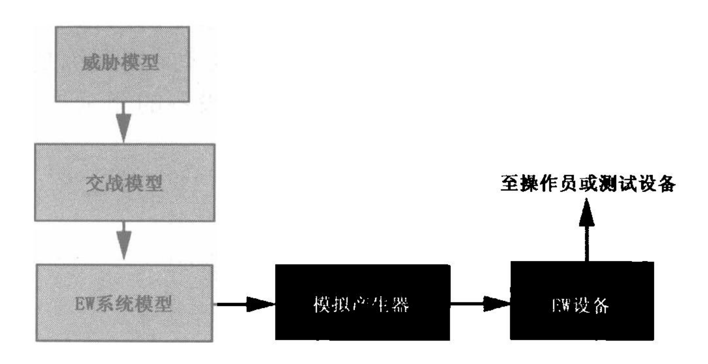


图 11.22　模拟将产生基于威胁模型、交战模型和设备模型的注入信号

11.6.2　模拟信号注入点

图 11.23 所示为一个威胁信号全部的发射、接收和处理路径，以及模拟信号的注入点。表 11.2 总结了选择每个注入点所需的仿真任务，下面的讨论将详述有关应用及其含义。

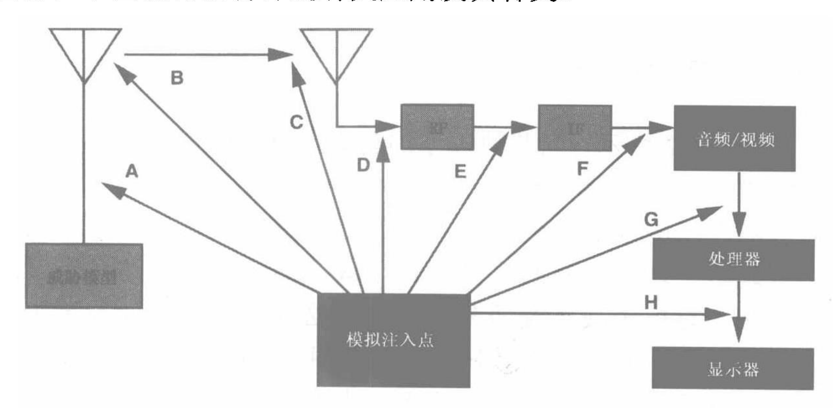


图 11.23　威胁信号的模拟信号可以从发射/接收/处理路径中的许多不同点注入

表 11.2 模拟信号注入点

注入点	注入技术	仿真的路径部分
A	全功能威胁模拟器	威胁调制和操作模式
B	广播模拟器	威胁调制和天线扫描
C	接收信号能量模拟器	发射信号、传输路径损耗和到达角影响
D	RF 信号模拟器	发射信号、路径损耗、接收天线影响，包括到达角影响
E	IF 信号模拟器	发射信号、路径损耗、接收天线影响和RF 设备响应
F	音频/视频输入模拟器	发射信号、路径损耗、接收天线影响和RF 设备响应，以及选择 IF 滤波器的影响
G	音频/视频输出模拟器	发射信号、路径损耗、接收天线影响和RF 设备响应，以及选择 IF 滤波器和解调技术的影响
H	显示信号模拟器	整个发射/接收/处理路径

注入点 A——全功能威胁模拟器：该技术可创建一个独特的威胁模拟器，来模拟实际的威胁。通常，它被安装在一个能模拟实际威胁的运动平台上。由于它采用同威胁辐射源天线一样的真实天线，所以天线的扫描非常真实；多部接收机能在不同的时间和适当的距离上接收到扫描波束。可以观察到整个接收系统在完成其工作。但是，该技术只产生一个威胁且相当昂贵。

注入点 B——广播模拟器：这种技术直接将信号传送到被检测的接收机。传送的信号包括对威胁天线扫描的模拟。这种仿真的优点是单个模拟器可以传送多个信号。如果采用定向天线（具有高增益），模拟信号可以非常低的功率电平来传送，对其他接收机的干扰也将因天线的波束宽度较窄而减小。

注入点 C——接收信号能量模拟器：该技术直接将信号发送到接收天线，通常采用绝缘罩将传输限定在所选的天线中。这种注入点的优点是可以检测整个接收系统。来自多个绝缘罩的并列传输可用于测试多个天线阵，如测向阵。

注入点 D——RF 信号模拟器： 该技术注入一个好像是来自接收天线输出端的信号。该信号具有发射频率和适当的信号强度。改变这个信号的幅度来模拟与到达角有关的天线增益的变化。对多天线系统而言，并列的 RF 信号通常被注入到每个 RF 端口，以模拟测向天线的协作能力。

注入点 E——IF 信号模拟器： 该技术在中频（IF）将信号注入系统。其优点是不需要合成器来产生整个辐射频率范围（当然，系统将所有 RF 输入转换为 IF)。但是，模拟器必须感知电子战系统的调谐控制，以便只在系统的 RF 前端（如果存在时）调谐到威胁信号频率时才输入 IF 信号。任何类型的调制都可应用于 IF 注入信号。该信号在 IF 输入端的动态范围常常从 RF 电路必须控制的动态范围开始降低。

注入点 F——音频/视频输入模拟器： 该技术只在 IF 和音频或视频电路间的界面出现某种异常的混合时才适合。通常，选择 E 或 G 注入点而不是这一点。

注入点 G——音频/视频输出模拟器： 这是将音频或视频信号注入处理器的极为常见的方法。注入的信号具有上游路径单元的所有效应，包括由处理器或操作员触发的上游控制功能的效能。特别是在具有数字驱动显示器的系统中，该技术能使最低成本成为现实。它还能以最低的仿真复杂性和成本进行系统软件校验。它可以仿真系统天线中存在的许多信号。

注入点 H——显示信号模拟器： 该技术与我们讨论过的操作员界面仿真不同，后者是将信号注入显示给操作员的实际硬件。该技术只在采用模拟显示硬件时适用。它可以测试显示硬件的工作和该硬件操作员的工作。

11.6.3　注入点的优缺点

一般来说，信号注入得越早，仿真的电子战系统的工作就越真实。如果接收设备的异常需要精确体现在仿真信号中，则必须特别

小心。一般来说，信号注入得越晚，仿真就越简单、便宜。通常，模拟方法必须限定在非保密信号，所以真实的敌信号调制和频率可能用不上。但是，这种很难用电缆传送信号给电子战系统的方法能够利用真实的信号特性进行最真实的软件测试和操作员训练。

11.7 天线模拟

在将信号输入到接收机的仿真模拟器中，创建由接收天线引起的信号特征是很有必要的。

11.7.1 天线特性

天线特征由其增益和方向性来表示。如果接收天线指向辐射源方向，则接收的辐射源信号增大的倍数等于天线的增益，根据天线的类型与尺寸及信号频率的不同，天线增益的范围在–20dB 到+55dB 之间。天线的方向性由其增益图给出。增益图表明天线的增益（通常相对于其视轴方向的增益）和视轴与信号到达方向（DOA）的夹角有关。

11.7.2 天线功能仿真

在天线模拟器中，视轴方向（又称为主波束峰值增益）的增益通过增加（或降低）产生 RF 信号的信号产生器的功率来仿真。仿真 DOA 更复杂些。

如图 11.24 所示，每个接收信号的 DOA 必须编程到模拟器中。在某些仿真系统中，单个 RF 产生器能够模拟几个时间不一致的辐射源。这些信号通常是脉冲信号，但也可以是任何短占空比信号。在这种情况下，必须告诉天线模拟器正在仿真哪一个辐射源（有足够的前置时间建立信号的参数）。天线控制功能并不存在于所有的

系统中，但若存在，通常是旋转单个天线或选择天线。

对定向天线（相对于在所有感兴趣方向均有比较一致的增益的全向天线而言）来说，信号产生器产生的信号随着天线视轴与仿真信号 DOA 间的夹角增大而衰减。天线方位通过读取天线控制功能的输出来确定。

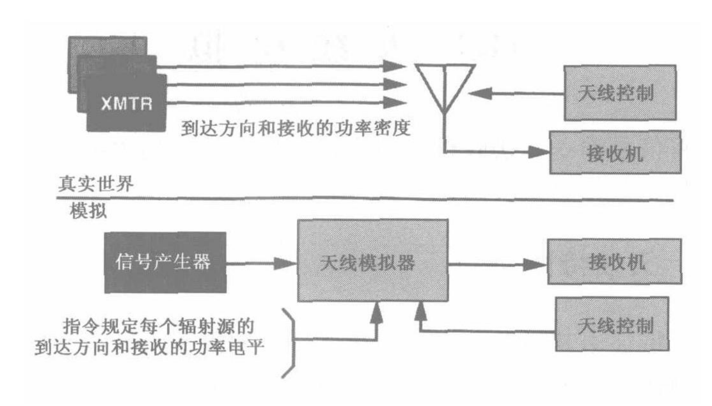


图 11.24　天线模拟器需向接收机提供输入，该输入包含了天线接收的所有辐射源的信号总和

11.7.3　抛物面天线示例

图 11.25 所示为抛物面天线的增益图。天线增益的最大方向称为视轴。随着辐射源的 DOA 远离这个角度，天线增益（用于此信号）急速下降。增益图在主波束边缘经过一个零点，然后形成副瓣。这里示出的图是一维的（如方位），还有与此方向正交的图（即仰角）。该增益图通过在微波暗室旋转天线而测得。测出的增益图可存储在数据文件中（增益与角度的关系），并用以确定要仿真任何到达角所需的衰减。

尽管真实天线中的副瓣在幅度上是不均匀的，但天线模拟器中的副瓣常常是不变的。它们的幅度低于视轴电平的量值与仿真天线中的特定副瓣隔离相等。

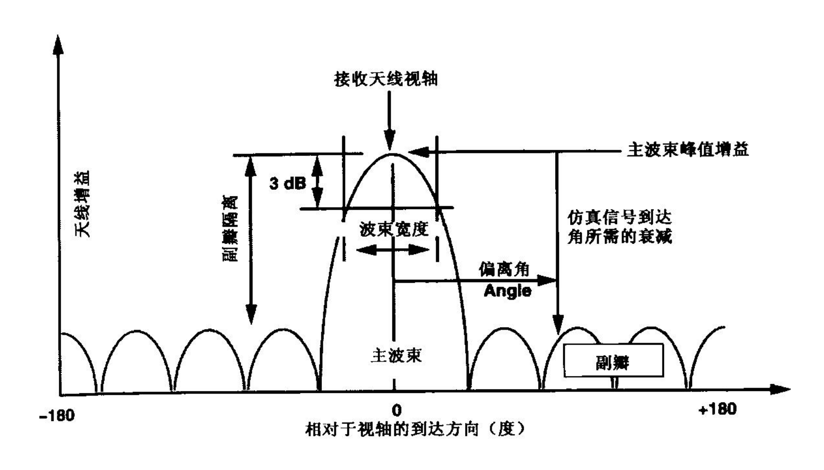


图 11.25 在典型的天线模拟器中，信号的到达方向通过调节信号强度以再现到达角方向的天线增益来模拟

如果仿真的目的是测试采用旋转抛物面天线的接收系统，每个被仿真的目标信号都将以一个包含了天线视轴增益的信号强度从信号产生器输送到模拟器中。然后，当控制天线旋转（手动或自动）时，天线模拟器增添了额外的衰减。衰减的总量适合于仿真接收天线在偏离角上的增益。偏离角的计算如图 11.26 所示。

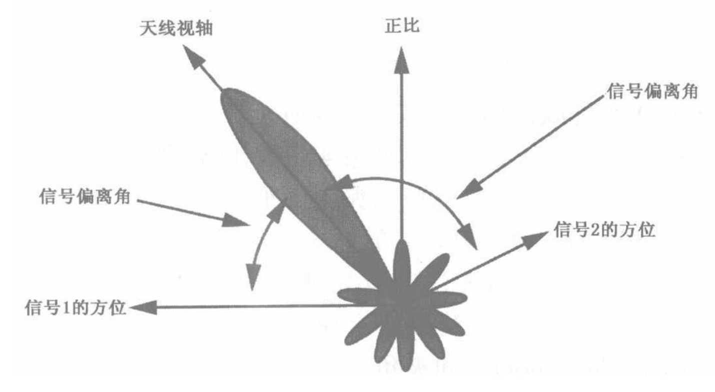


图 11.26 每个模拟威胁信号被指定一个方位，并据此计算出偏离角

11.7.4　RWR 天线示例

雷达告警接收机（RWR）最常用的天线在视轴方向具有最大增益，并随频率剧烈变化。但这些天线被设计用于最佳增益图。在其频段内的任何工作频率上，它们的增益近似于图 11.27 所示的直线。也就是说，与视轴和 90° 之间的夹角有关的增益会降低一个常量（dB）。大于 90°，增益可以忽略不计（即对大于 90° 的处理将忽略来自天线的信号）。

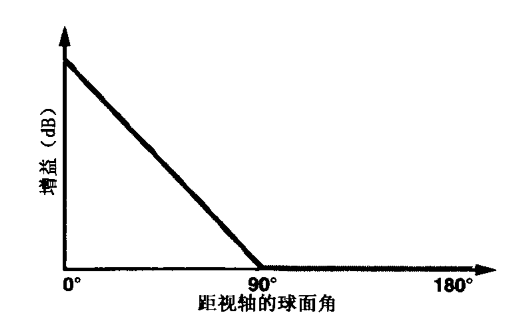


图 11.27　典型 RWR 天线的增益图。球面角每偏离视轴一度，天线增益就降低一固定的 dB 值

该方法的复杂之处就在于天线增益图是围绕视轴成圆锥形对称的。这意味着天线模拟器产生的衰减必须与天线视轴和每个信号 DOA 间的球面角成比例，如图 11.28 所示。

这些天线通常安装在飞机机头 45° 和 135° 处，且比偏航面降低几度。由于战术飞机常常不在机翼面水平飞行，因此飞机可能会受到来自任何球面到达角的威胁的攻击。

计算偏离角的常用方法是首先计算在飞机位置的威胁到达角的方位和仰角分量，然后建立一个球面三角形来计算每个天线与指向辐射源的矢量之间的空间夹角。

在典型的 RWR 模拟器应用中，飞机上的每个天线（有四个以

上）都有一个天线输出端口。每个威胁与一个天线视轴的空间夹角都可在每个天线的输出端算出，并设定相应的衰减。

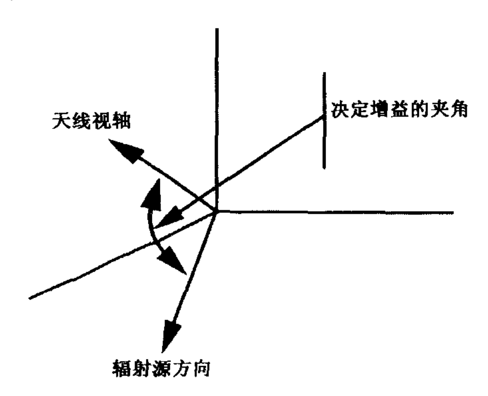


图 11.28 天线视轴与信号到达方向间的夹角取决于发射机和接收机的相对位置，以及天线所在平台的方位

11.7.5 其他多天线模拟器

用于测量信号到达两个天线的相位差的测向系统需要非常复杂或非常简单的模拟器。要提供连续变化的相位关系是非常复杂的，因为相位测量要十分精确。基于这个原因，在许多系统中采用长度关系合适的电缆组进行测试以建立单个 DOA 的正确相位关系。

11.8 接收机模拟

前面我们讨论了天线模拟。天线模拟器产生信号以输入到接收机，使接收机如同处于某种特定的工作状态。此处我们要讨论如何来模拟接收机。

如图 11.29 所示，RF 产生器能够产生一些信号，这些信号代表了到达接收机位置的辐射信号。天线模拟器将调节信号强度以描述

接收天线的作用。接收机模拟器确定操作员控制动作并产生合适的输出信号，使得接收机好像已经被如此控制。

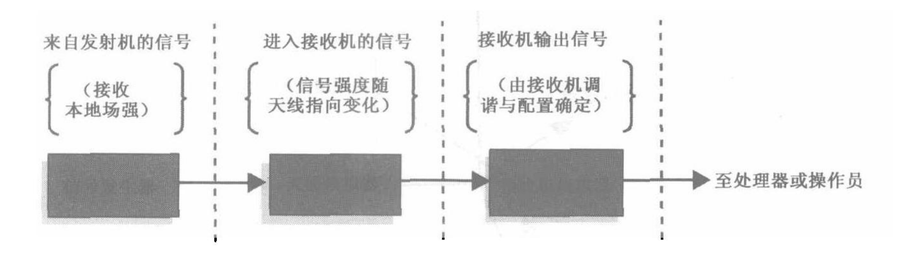


图 11.29　接收信号的仿真可以分为截获位置、接收天线位置和接收机配置几部分来考虑

通常，只模拟接收机功能是没用的，而在一个表示接收机输出端上游所发生的一切的模拟器中包含接收机功能更合适。这样的组合模拟器可以给出接收信号的参数和操作员的控制动作。作为这些信息的响应，模拟器产生合适的输出信号。

11.8.1　接收机功能

本节讨论代表接收机的模拟部分。除接收机的设计机理外，我们首先讨论接收机的功能。从根本上来说，接收机是恢复到达天线输出端的信号调制的装置。为了恢复调制，接收机必须调谐到信号的频率上，且必须有一个适合于该信号调制类型的鉴频器。

接收机模拟器将接收到达接收机输入端的信号的参数值，并将读取操作员设置的控制参数。假若存在一特定信号且操作员输入了控制操作，那么接收机还将产生输出信号以描述输出端存在的信号。

11.8.2　接收机信号流

图 11.30 所示为典型接收机的基本功能框图。它可工作在任何

频率范围，并适用于任何类型的信号。

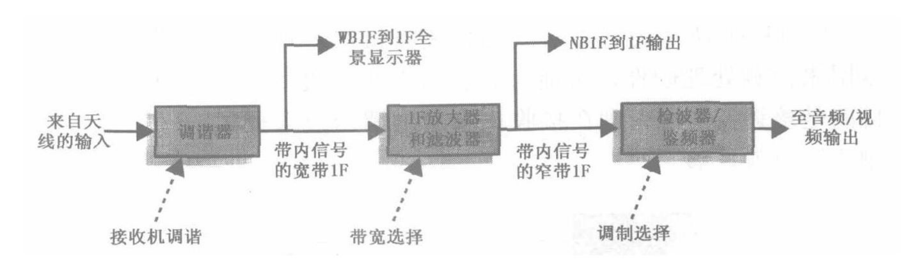


图 11.30 只涉及基本接收功能、与工作频率和设计细节无关的典型接收机框图

这种接收机有一个调谐器，该调谐器包含了一个通带相当宽的可调预选滤波器。调谐器输出一宽带中频（WBIF）信号，该信号被输出到一个中频全景显示器。IF 全景显示器显示预选器通带内的全部信号。预选器带宽一般为几兆赫兹，WBIF 通常集中在几个标准的 IF 频率上（455kHz、10.7MHz、21.4MHz、60MHz、140MHz 或 160MHz——取决于接收机的频率范围）。调谐器接收的任何信号都将存在于 WBIF 输出中。当接收机调谐通过一个信号时，IF 全景显示器将显示该信号反方向移过调谐器的通带。WBIF 频段的中心代表接收机的调谐频率，且输出端的信号随接收信号的强度而变化。

WBIF 信号被送到一个 IF 放大器，该放大器包括几个中心频率位于 IF 频率的可选带通滤波器。这样的假想接收机有一个窄带中频（NBIF）输出，多半用于驱动测向或预检波记录功能。NBIF 信号的带宽是可选的。NBIF 信号的强度与接收信号强度有关，但两者的关系可能是非线性的，因为 IF 放大器可能具有对数响应或包括自动增益控制（AGC）。

NBIF 信号被送到操作员（或计算机）选定的一个鉴频器中。解调的信号是音频或视频信号。其幅度与频率不依赖接收信号强度，但相当依赖通过发射机应用于接收信号的调制参数。

11.8.3　模拟器

图 11.31 所示为可以实现这种接收机的一种模拟器。如果模拟器用来检测处理硬件，可能有必要仿真接收机的异常。但是，如果目的是培训操作员，则在接收机未正确调谐或选择了错误的鉴频时删除输出就足够了。

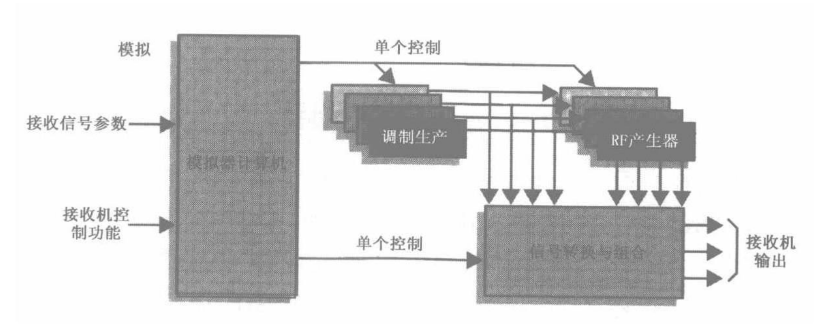


图 11.31　如果接收机调谐和模式指令对仿真的接收信号而言是正确的，则接收机模拟器必须提供接收机将要输出的信号

图 11.32 所示为用于训练的接收机模拟器逻辑电路的频率和调制部分。调用模拟信号频率（SF）和接收机调谐频率（RTF），即将调谐指令输入到模拟器中。

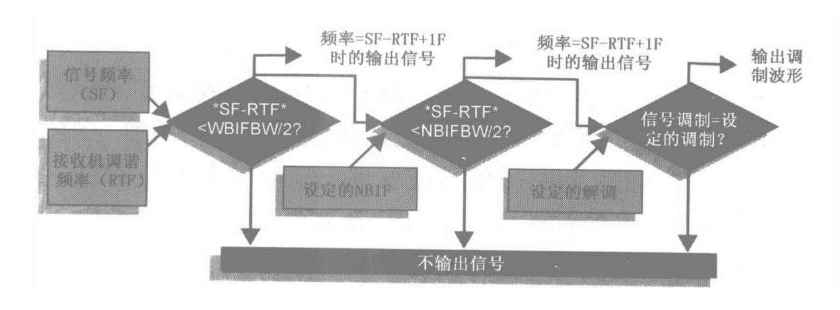


图 11.32　接收机模拟器的逻辑电路确定与来自操作员或控制计算机的接收机控制输入有关的输出信号

对显示在WBIF输出端的信号来说，模拟信号频率和接收机调谐频率之间的绝对差必须小于WBIF带宽（WNIF BW）的一半。其输出频率为：

频率=SF−RTF+IF

IF为WBIF的中心频率。这将使所产生的信号以与调谐相反的方向移过IF全景显示器。注意该信号应具有合适的调制。

如果模拟信号频率和接收机调谐频率之间的绝对差小于所选NBIF带宽的一半，则信号将出现在NBIF输出端。其频率将由用于WBIF输出端的同一方程来确定，但此处的IF为NBIF的中心频率。

由于这是一个训练模拟器，因此该逻辑电路只要求接收信号的调制与操作员选择的解调器相匹配。

11.8.4 信号强度模拟

输入到接收机的信号强度取决于信号的有效辐射功率和信号到达方向的天线增益。如图11.33所示，每个IF输出端的信号强度由有效增益传输函数来确定。在该接收机中，WBIF输出电平与接收信号强度线性相关，因为通过调谐器的增益和损耗是线性的。由于IF放大器具有对数传输功能，因此NBIF的输出与接收信号强度的对数成正比。

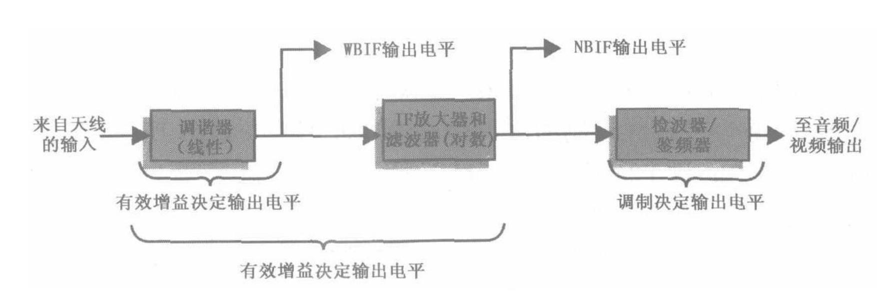


图11.33 IF输出电平由从接收机输入端到信号输出端的有效增益来确定。调制电平决定音频或视频输出电平

11.8.5　处理器模拟

一般来说，现代处理器接收中频或视频输出信号并导出接收信号的信息（到达方向、调制等）。这些信息常常作为计算机产生的音频或视频指示显示给操作员。因此，处理器的模拟只需在仿真要求接收特定信号时产生合适的显示。

11.9　威胁模拟

在 11.7 和 11.8 节中，我们已讨论了接收机硬件模拟，现在将讨论模拟信号的产生。

11.9.1　威胁模拟的类型

根据模拟信号注入接收系统的位置不同，可用其音频或视频调制、调制的 IF 信号或 RF 信号来表示这些信号。下面描述模拟信号的类型及产生方法。

11.9.2　脉冲式雷达信号

现代雷达信号可以是脉冲的（脉冲有调制或没有调制）、连续波的（CW）或连续调制的。首先讨论脉冲信号。如图 11.34 所示，威胁环境中的每个信号都有其脉冲序列。该图示出了一个非常简单的环境，其中包含了两个具有固定脉冲重复间隔（PRI）的信号。图中的两个信号以不同的脉冲宽度和幅度来表示，因此很容易区别。输入到接收机（具有足够的带宽来接收这两个信号）的模拟信号将包括如图所示的交错脉冲序列。宽带接收机的真实环境将包括几个信号，其总脉冲密度高达每秒数百万个脉冲。

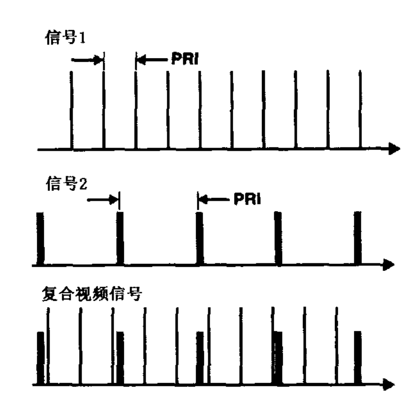


图 11.34 信号环境的视频模拟包括进入接收机带宽内的所有脉冲信号

下面讨论接收机观察的雷达天线扫描特性。如图 11.35 所示，抛物面天线有一个大的主瓣和一些小的副瓣。随着天线扫过接收机位置，威胁天线产生一信号强度随时间变化的方向图。接收两个主瓣所间隔的时间就是威胁天线的扫描周期。威胁天线有许多不同的扫描类型，每一种都将生成不同的接收功率与时间关系方向图。下一节将讨论几种典型扫描及其注视接收机的方式。

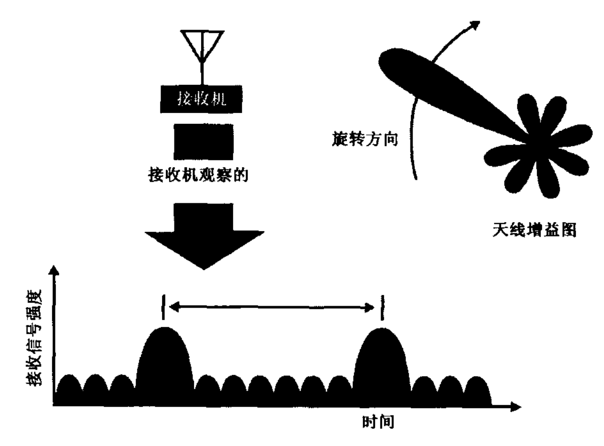


图 11.35 接收机观察到的威胁扫描天线的增益图，其信号幅度随时间而变化

图 11.36 所示为具有这种扫描方向图的信号脉冲。脉冲序列 A 的功率经调整以适应扫描方向图 B，如 C 图所示。在 D 图中，将图 11.34 的一个脉冲序列加以修改以再现这一雷达扫描信号。该复合脉冲序列可输入到电子战系统的处理器中，以模拟处理器将观察到的信号环境。

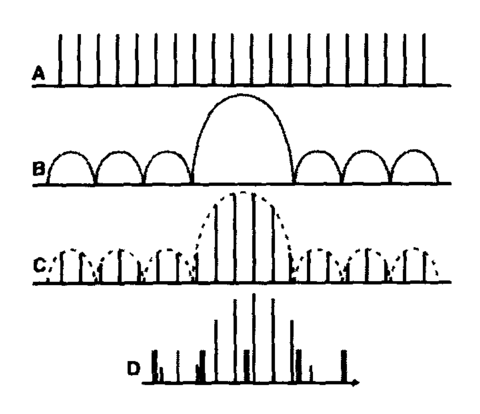


图 11.36　随着天线扫过，来自扫描雷达的脉冲信号的脉间幅度将会改变以反映接收机方向的天线增益变化

为了将环境输入到接收机中，必须在适当的频率处产生 RF 脉冲。图 11.37 所示为在非常简单的环境下模拟这两个信号期间必定存在的 RF 频率。注意信号 1 的频率在其信号脉冲内始终是存在的，信号 2 的频率也存在于其信号脉冲内。没有脉冲存在时，频率是不相关的，因为传输只在脉冲存在期间进行。

为准确模拟 IF 信号，图 11.37 的两个信号频率将位于接收机的 IF 通带内。例如，如果注入信号的 IF 输入端接收 160MHz±1MHz 的两个信号（即两个信号的 RF 频率间隔 1MHz），且接收机被调谐到两个信号的中点，则 IF 注入频率将分别为 159.5MHz 和 160.5MHz。

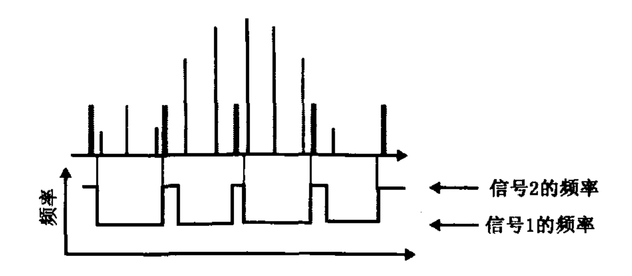


图 11.37　就脉冲信号的 RF 模拟而言，每个脉冲均必须位于正确的 RF 频率上以再现信号

11.9.3　脉冲信号模拟

图 11.38 所示为一个多脉冲雷达信号的基本模拟器。这种模拟器有许多脉冲扫描产生器，每个产生器产生一个信号的脉冲和扫描特性。考虑到成本效率因素，模拟器采用一个共享的 RF 产生器，对每个输出脉冲而言，RF 产生器都必须调谐到正确的 RF 频率上。由于脉冲扫描产生器远比 RF 产生器简单，所以这种方法比较经济。注意，组合的脉冲扫描输出可输入到电子战处理器中，或作为调制应用到 RF 产生器中。但是，必须采用同步方法在脉间调谐 RF 产生器。如果两个脉冲交叠，则 RF 产生器只能为其中一个脉冲提供正确的频率。

11.9.4　通信信号

通信信号具有携载连续变化信息的连续调制。因此，记录仪通常提供音频处理信号。但就接收机测试而言，采用简单调制波形（正弦波等）可能是现实可行的。模拟 RF 通信信号时，对任何时候出现的每个信号都必须有单独的 RF 产生器。这意味着用一个 RF 产生器就能模拟按键通话网络（一次只有一部发射机工作），若传输路径较短且可忽略交叠信号，则多个网络（位于不同频率）可以共享一个 RF 产生器。否则，每个信号都需要一个 RF 产生器。

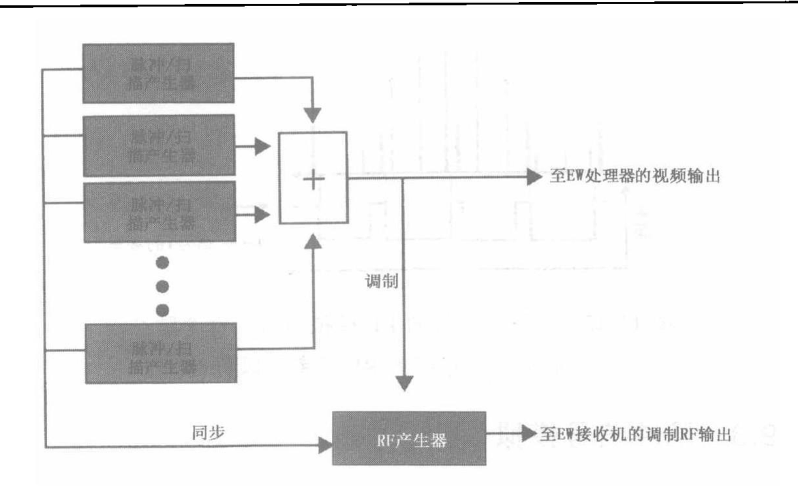


图 11.38　多个脉冲扫描产生器的组合输出可送入 EW 系统的处理器，或作为调制输入用于同步的 RF 产生器，以便为 EW 接收机提供一个复合信号 RF 环境

图 11.39 所示为典型通信环境模拟器的组成框图。应该注意的是同样的结构可用来模拟连续波、调制连续波或脉冲多普勒雷达，由于每种雷达都有非常高的占空比（即 100%），因此不能共享 RF 产生器。

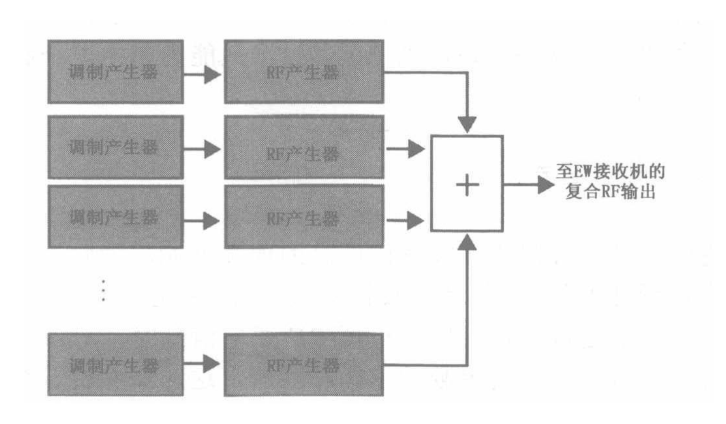


图 11.39　脉冲或通信调制可应用于并行 RF 产生器，以产生一个在不同信号脉冲之间没有干扰的通信信号环境或雷达环境

11.9.5 高保真度脉冲模拟器

另一个采用专用 RF 产生器结构的情况是高保真度脉冲模拟器，在该模拟器中不允许有脉冲丢失。由于共享的 RF 产生器在任意给定时刻只能位于一个频率上，所以交叠脉冲需要只留一个脉冲而丢失其他所有脉冲。如果处理器正在处理脉冲序列，则丢失的脉冲可能导致它给出错误的结果。丢失脉冲可能会妨碍有效排序或严格的系统测试，因此在项目资金允许的情况下有时需要采用专用的 RF 产生器。

11.10 威胁天线方向图模拟

各种不同雷达采用的天线扫描方向图取决于它们的任务。在威胁仿真中，必须重新建立由固定位置接收机所观察到的威胁天线增益随时间的变化关系。

本节的四个图表示了不同的扫描类型。根据天线用途和固定位置接收机所观察到的威胁天线增益图来描述每一种扫描类型。

11.10.1 圆周扫描

圆周扫描天线在整个圆周上旋转，如图 11.40 所示。接收方向图具有这样的特点：即主瓣观测之间的时间间隔相等。

11.10.2 扇形扫描

如图 11.40 所示，扇形扫描不同于圆周扫描，其天线在某一角度范围内来回运动。主瓣之间的时间间隔有两个值，接收机位于扫

描区间的中心除外。

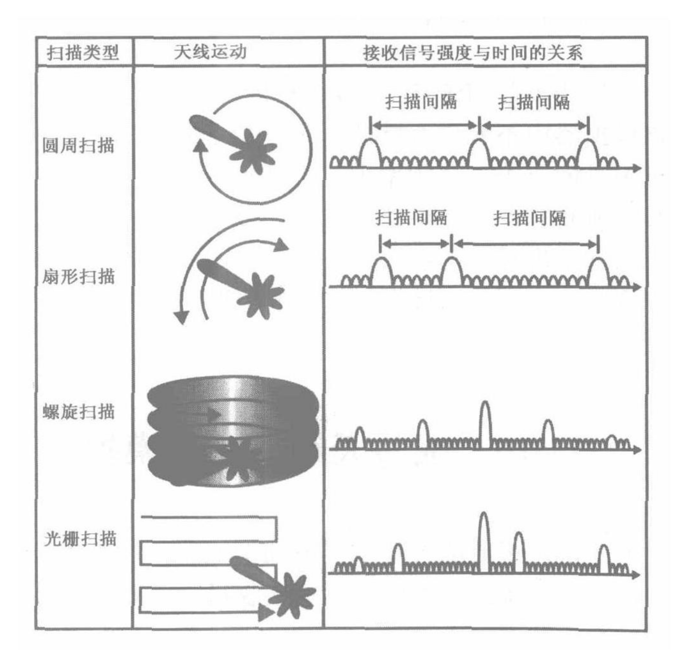


图 11.40 接收机观测到的圆周、扇形、螺旋和光栅等天线扫描类型非常相似。差别只表现在主波束出现的时间和幅度上

11.10.3 螺旋扫描

螺旋扫描覆盖 360° 方位并在扫描过程中改变其仰角，如图 11.40 所示。主瓣观测的时间间隔不变，但主瓣的幅度随威胁天线仰角离开接收机方向而降低。

11.10.4 光栅扫描

光栅扫描以平行线覆盖一个角度区域，如图 11.40 所示。它看起来就像扇扫，但主瓣截获的幅度随威胁天线覆盖的光栅线离开接

收机位置而减小。

11.10.5 圆锥扫描

圆锥扫描是正弦变化的波形，如图 11.41 所示。随着接收机位置（T）移向扫描天线形成的圆锥的中心，正弦波的幅度减小。当接收机对准圆锥中心时，由于天线偏离接收机的角度相等，所以信号的幅度没有变化。

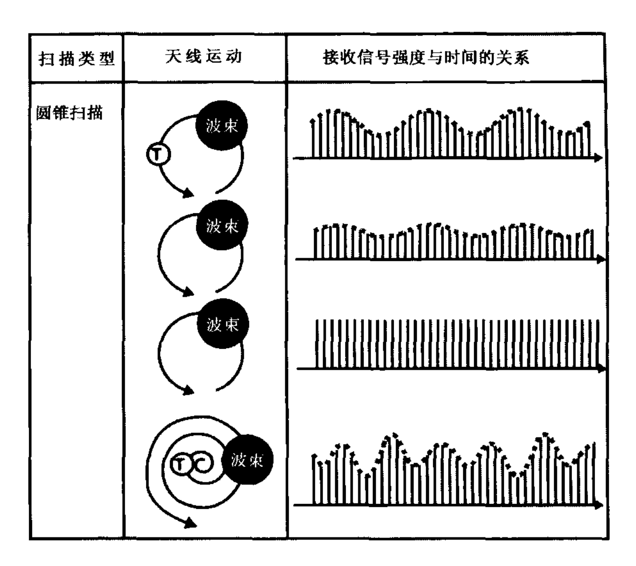


图 11.41 接收到的圆锥扫描天线具有正弦幅度的方向图。正弦幅度随接收机在波束中的位置不同而变化。接收到的螺旋扫描具有类似的方向图，但接收机在圆锥中的视在位置随天线旋入旋出而变化

11.10.6 螺旋锥扫

除圆锥的角度要增加或减小外，螺旋锥扫与圆锥扫描类似，如图 11.41 所示。观察到的方向图如同旋转通过接收机位置的圆锥扫描。

随着螺旋锥扫路径远离接收机位置，天线的增益减小。这种方向图的不规则性源于天线波束和接收机位置间的夹角是随时间变化的。

11.10.7 巴尔莫扫描

巴尔莫扫描是一种线性运动的圆周扫描，如图 11.42 所示。如果接收机正好位于一个圆周的中间，则旋转时幅度不变。图中假设接收机靠近中心，但没有准确对准中心。因此，图示的第三个周期是一个低幅度的正弦波。随着圆锥远离接收机位置，正弦波变为完整的波形，但信号的幅度会减小。

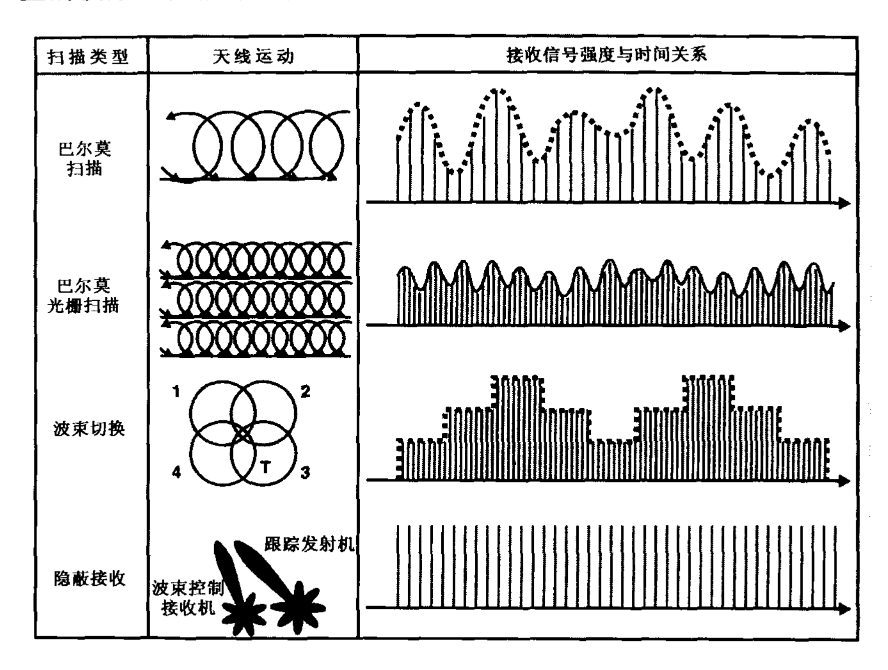


图 11.42 巴尔莫扫描是通过一线性范围的圆锥扫描。巴尔莫光栅扫描是以光栅形式移动的圆锥扫描。波束控制天线随发射天线切换其波束而呈现出幅度步进的方向图。如果只切换接收天线，则接收机收到的信号幅度是恒定的

11.10.8 巴尔莫光栅扫描

如果圆锥扫描以光栅形式移动，则光栅线扫过接收机位置所接收的威胁增益将如同巴尔莫扫描时一样，如图 11.42 所示。否则，方向图几乎变为正弦波，其幅度随光栅线离开接收机位置范围而减小。

11.10.9 波束切换

天线在四个指向角之间快速形成一个矩形以提供所需的跟踪信息，如图 11.42 所示。与其他方向图一样，接收的威胁天线增益是威胁天线和接收机位置之间的夹角的函数。

11.10.10 隐蔽接收

这种情况下，威胁雷达跟踪目标（接收机位置）并保持其发射天线指向目标，如图 11.42 所示。接收天线有波束切换功能来提供跟踪信息。因发射天线总是指向接收机，所以接收机观测到的信号电平是不变的。

11.10.11 相控阵

由于相控阵是电子控制的，如图 11.43 所示，它可立刻从任何指向角随机移向其他指向角。因此，接收机收到的信号幅度没有规律。所接收的信号增益取决于威胁天线的瞬时指向角与接收机位置间的夹角。

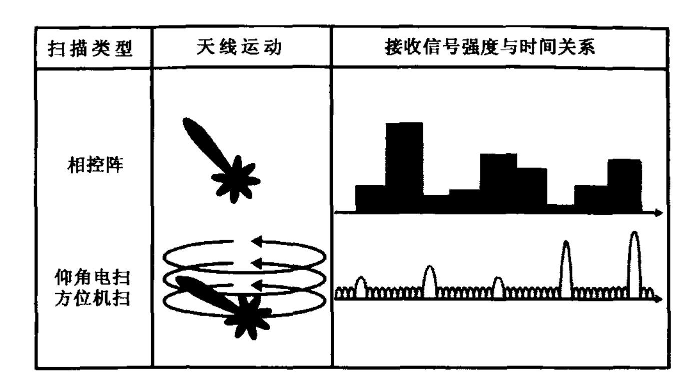


图 11.43　相控阵天线可以从任何指向角直接移向其他指向角，因此所接收的方向图的幅度是随机变化的。如果天线是垂直相控阵且方位是机械控制的，它就如同圆周扫描，但主波束幅度是随机变化的

11.10.12　方位机扫仰角电扫

这种情况下，如图 11.43 所示，假设威胁天线是圆周扫描的且仰角可随垂直相控阵任意移动，它提供的主瓣间的时间间隔是恒定的，但其幅度呈无规律变化。方位扫描也可以是扇扫或控制到固定的方位。

11.11　多信号模拟

电子战威胁环境的特点是许多信号的工作周期都比较小。因此，可以用单个发生器生成一个以上的威胁信号。其优点是大大降低了每个信号的成本。当然，信号成本的降低是以牺牲性能为代价的。本节将讨论各种多信号模拟方法。

下面讨论两种基本的多信号模拟方法。两种方法的基本选择依据是成本与保真度的要求。

11.11.1 并行发生器

为得到最大保真度，采用完全并行的模拟通道来设计模拟器，如图 11.44 所示。每个通道均有一个调制产生器、一个 RF 产生器和一个衰减器。衰减器可以模拟威胁扫描和距离损耗，合适的话也可以模拟接收天线的方向图。调制产生器能够提供任何类型的威胁调制：脉冲、CW 或调制 CW。这种结构能够提供比通道数多的信号，因为并非所有的信号都是同时到达的。但是，它能提供的瞬时同时信号数等于通道数。例如，采用四个通道能提供一个 CW 信号和三个交叠脉冲信号。

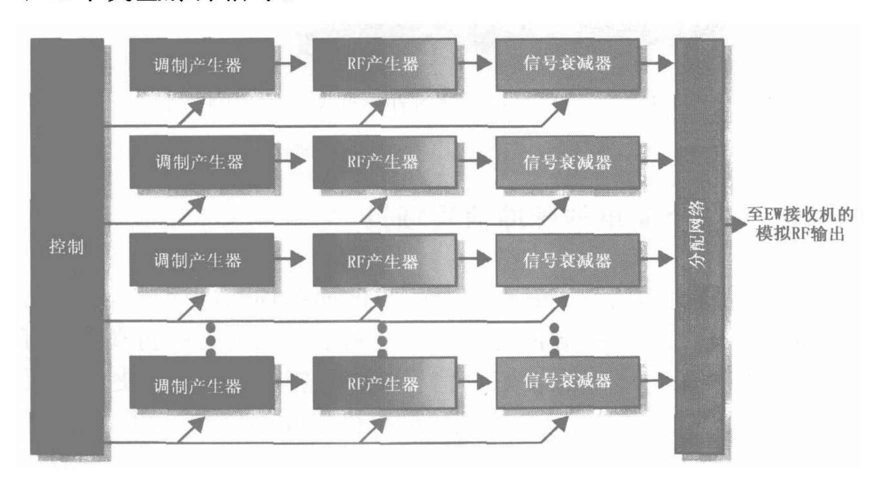


图 11.44 合成多个仿真通道的输出以生成非常精确的复杂信号环境

11.11.2 分时产生器

假如在任意时刻只需要出现一个脉冲，那么一组仿真单元能够提供许多信号，如图 11.45 所示。这种结构通常只用于脉冲类信号环境。一个控制子系统包含要模拟的所有信号的时序和参数信息。

它是在脉间基础上控制每个仿真单元的。这种方法的缺陷是任何时刻只能输出一个 RF 信号。这意味着只能输出一个 CW 信号或已调 CW 信号，或者是任意个不重叠的脉冲信号。正如以下所述，实际上对脉冲有一个要求，即时间上相互非常接近，即使它们实际并不重叠。

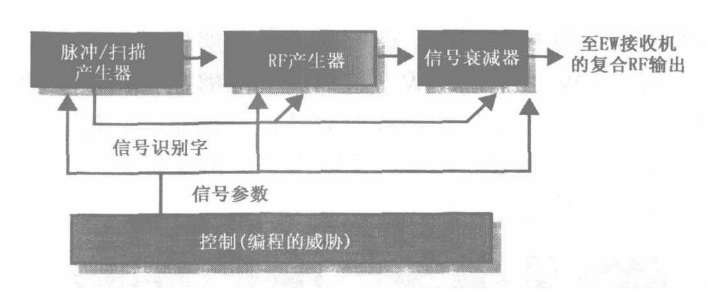


图 11.45　一组仿真单元通过在脉间基础上控制每个单元可提供一个多信号脉冲输出

11.11.3　一个简单的脉冲信号场景

图 11.46 所示为一个具有三个信号的简单场景，而这三个信号的脉冲均不重叠。这些脉冲可以由一个基于脉间的受控仿真链来提供。图 11.47 第一行示出了三个信号的复合视频信号。这是由覆盖了全部三个信号的频率的晶体视频接收机接收的信号。图 11.47 第二行示出了在模拟器的 RF 输出中包含所有三个信号所需的频率控制。注意，在整个脉冲持续时间内必须保持正确的信号频率。因而，RF模拟器中的合成器必须在脉内时间调谐到下一个脉冲的频率上。注意，合成器的调谐和建立速度必须足够快，以在最短的指定脉间周期内很快地在整个频率范围内变化。图 11.47 第三行示出了基于脉间来仿真所有信号所需的输出功率。这表明：在最小的脉间时间内，衰减器必须以所需精度稳定在正确的电平上。脉冲间的变化可

以达到整个衰减范围。取决于模拟器的结构，该衰减可能只适用于威胁扫描和距离衰减，也可以包括接收天线模拟。

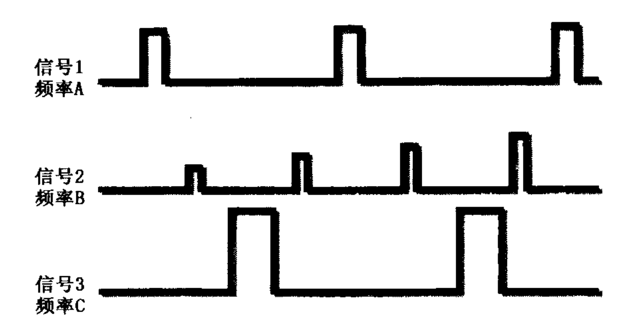


图 11.46　这是三个信号的简单脉冲场景。此例中的脉冲不重叠

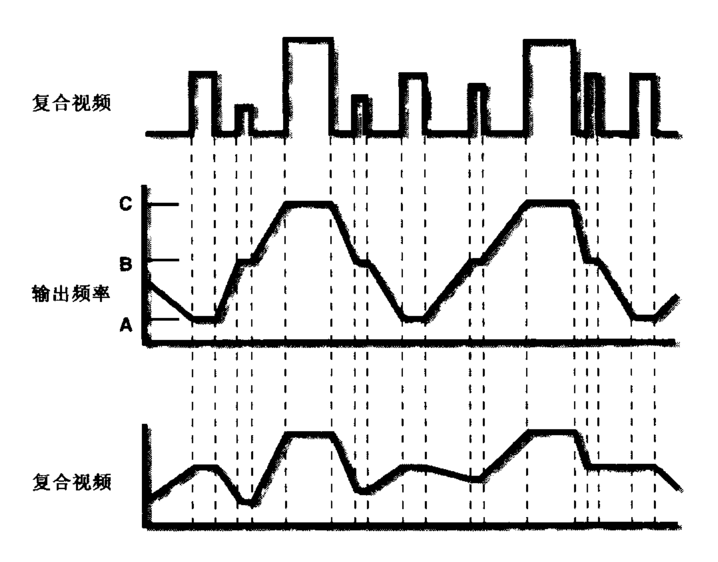


图 11.47　合成三个信号并在脉间基础上控制模拟器，需要改变输出频率和功率

11.11.4　脉冲丢失

在合成器与衰减器开始移到下一个脉冲的正确值之前，它们必须接收控制信号。这个控制信号即一个数字（信号识别字），先于

脉冲前沿一预定时间被发送，如图 11.48 所示。该预定时间必须足够长以适用于最坏情况的衰减器建立时间和最坏情况的合成器建立时间。这两个建立时间中较长的一个时间决定了预定时间。在此图中，最坏情况的衰减器建立时间比最坏情况的合成器建立时间长。锁定周期是在发送另一个信号识别字之前该信号识别字后的延迟时间。如果一个脉冲出现在前一个脉冲的脉冲宽度与预定时间之和的这一总时间内，则该脉冲将在模拟器输出中丢失。

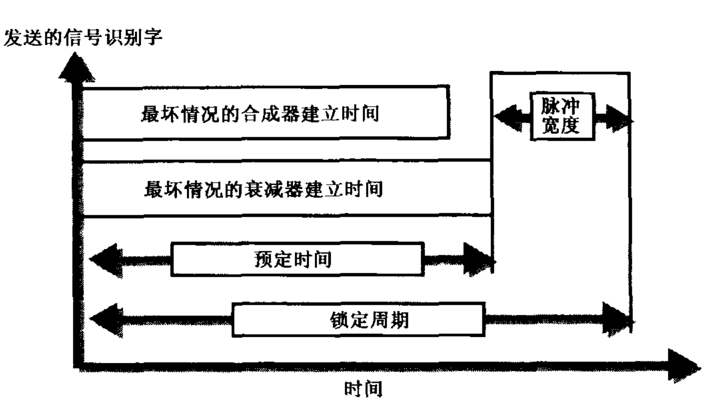


图 11.48　控制信号必须先于每个脉冲一足够时间以使频率和输出功率设置稳定。后续脉冲被锁定的时间等于预定时间和脉冲宽度之和

11.11.5　主模拟器和备份模拟器

如果采用一个备份仿真器通道来提供主仿真器通道丢失的脉冲，则可大大降低脉冲丢失的百分比。采用二项式方程可分析各种模拟器结构下脉冲丢失的百分比，这在其他几种电子战应用中也是有用的。

11.11.6　方法选择

多信号模拟方法的选择与成本和保真度的要求有关。在需要高

保真度和很少信号的系统中，显然选择全并行通道。在保真度要求不太高（脉冲丢失约为 1%或 0.1%）且存在许多信号的场景，最好选择备有一个以上备份模拟器的主模拟器。在允许的脉冲丢失范围内，选择单通道模拟器将大大降低成本。设定信号的优先次序可以避免丢失高优先级的信号，从而将丢失脉冲的影响降到最低。

可提供极好结果的一种方法是对特定威胁辐射源采用专门的模拟器，同时利用单通道、多信号产生器来提供背景信号。这种方法可检验系统在高密度脉冲环境下处理特定信号的能力。

Appendix A:

Cross-Reference to EW 101 Columns in the *Journal of Electronic Defense*

Chapter 1	No columns included
Chapter 2	July and September 1995; and March and April 2000 columns
Chapter 3	September, October, November, and December 1997 columns
Chapter 4	August, October, and December 1995; and January and April 1996 columns
Chapter 5	October, November, and December 1998; and January, February, and March 1999 columns
Chapter 6	January, February, March, April, and part of May 1998 columns
Chapter 7	Part of May 1998; and June, July, August, and September 1998 columns
Chapter 8	October 1994; and January, February, March, April, May, and June 1995 columns
Chapter 9	May, June, July, August, November, and December 1996; and January, February, March, and April 1997 columns
Chapter 10	May, June, July, and August 1997 columns
Chapter 11	April, May, June, July, August, September, October, November, and December 1999; and January and February 2000 columns